

**‘n ONDERSOEK NA DIE VOORKOMS EN GEDRAG
VAN INTERMODULASIEPRODUKTE BY
KRAGLYNDRAERSTELSELS**

deur

GERHARDUS JOHANNES MANS

Verhandeling ingelewer ter voldoening
aan die vereistes vir die

Magister Technologiae

Ingenieurswese : Elektries

in die

Fakulteit Ingenieurswese

aan die

Technikon Vrystaat

Januarie 2000

Studieleier : Prof. G.D. Jordaan D.Tech.(Ing.)

VERKLARING TEN OPSIGTE VAN SELFSTANDIGE WERK

Ek, Gerhardus Johannes Mans, verklaar hiermee dat die navorsingsprojek wat vir die verwerwing van die graad MAGISTER TECHNOLOGIAE: INGENIEURSWESE: ELEKTRIES aan die Technikon Vrystaat deur my voorgelê word, my selfstandige werk is en nie voorheen deur my of enige ander persoon ter verwerwing van enige kwalifikasie voorgelê is nie.

.....
GJMANS

HANDTEKENING VAN STUDENT

14-04-2000.....

DATUM

BEDANKINGS

Die skrywer wil graag sy dank uitspreek teenoor ESKOM wat aanvanklik meegehelp het om die projek te begin. Verder is daar baie dank verskuldig aan Vodacom wat fondse en fasiliteite voorsien het om die projek tot aan die einde te voer.

Spesiale dank aan die studieleier sonder wie se bystand hierdie projek nie voltooi kon word nie.

Laastens 'n woord van dank aan my gesin wat vir lang tydperke geduldig moes wag vir die projek om deur al die verskillende fasette te gaan.

UITTREKSEL

Kraglyndraerstelsels word wêreldwyd deur elektrisiteitsvoorsieningsmaatskappye gebruik vir telekommunikasiedoeleindes. Hierdie stelsels is uniek onder meer as gevolg van hul vermoë om telekommunikasie te voorsien oor afstande van meer as eenhonderd kilometer, sonder die gebruik van spesiale kommunikasiekanale of van herhalers. Die kraglyn word as die transmissiemedium gebruik.

In die navorsingsprojek onder oorweging is ondersoek ingestel na die voorkoms van derde-orde intermodulasieprodukte en die invloed daarvan op die seinruisverhouding van kraglyndraerstelsels soos aangewend deur Eskom.

Vervaardigers van kraglyndraerstelsels voorsien onvoldoende spesifikasies van hul produkte se gedrag ten opsigte van die opwekking van intermodulasieprodukte onder verskillende veldtoestande. Hierdie inligting is belangrik vir die ontwerpers van kommunikasiestelsels wat van kraglyndraerstelsels gebruik maak – ten einde hul in staat te stel om die optimale werking van sodanige stelsels te verseker. Volledige spesifikasies sou ook van waarde wees ten opsigte van die moontlike identifisering van geskikte toerusting vir toepassing in 'n spesifieke aanwending.

Kraglyndraerstelsels word dikwels aan wanaangepaste lastoestande onderwerp. 'n Belangrike faset van die navorsing was daarop gemik om die

effek hiervan op die funksionering van verskillende kraglyndraerstelsels te bepaal. Derhalwe is 'n toetsstel wat uit bandsperfilters en veranderbare lasimpedansies bestaan, ontwikkel ten einde metings van die voorkoms van intermodulasieprodukte onder gesimuleerde lastoestande te maak. Tydens hierdie evaluering is die akkuraatheid van sodanige metings ook ondersoek.

'n Belangrike gevolgtrekking wat na aanleiding van die navorsing gemaak kon word, is dat hierdie vorm van wanaanpassing relatief min bydra tot die amplitude van derde-orde intermodulasieprodukte by die tweedraad lypunt. 'n Verdere gevolgtrekking is dat wanaanpassing 'n groot invloed het op die transhibried verlies en laasgenoemde is 'n belangrike faktor in die finale seinruisverhouding van die ontvanger.

SUMMARY

Power line carriers are used throughout the world by electricity supply utilities for telecommunication purposes. These systems are unique as they have the ability to provide communication over distances that can exceed one hundred kilometer without the aid of repeaters. The power line acts as the transmission medium.

In the research the occurrence and effect of third-order intermodulation products on the signal-to-noise ratio of power line carriers in Eskom, were investigated.

Power line carrier manufacturers do not provide adequate specifications about the behavior of their products with regard to the generation of intermodulation products under operational conditions. This information is required by designers of communication systems utilizing power line carriers to ensure optimal performance of such systems.

Detailed specifications might also be valuable in the identification of equipment suitable for specific applications. Power line carriers are often connected to a mismatched load and an important aim of this research project was to determine the effect of a mismatch between a carrier and its load. A test unit, consisting of a bandpass filter and a variable load impedance, was developed to facilitate measuring the generation of intermodulation products under simulated load conditions. The accuracy of

these measurements was also investigated.

An important conclusion that can be made on completion of the research is that a mismatched load does not impact much on the amplitude of third-order intermodulation products at the two-wire side. However, it has been found that load mismatching has a big influence on the trans hybrid loss. This loss is an important factor in the final signal-to-noise ratio at the receiver.

INHOUDSOPGAWE

1. INLEIDING.....	1
1.1 NAVORSINGSDOELWIT.....	1
1.1.1 Afbakening van navorsingsgebied.....	2
1.1.2 Metode van navorsing.....	4
1.2 VOORDEEL VERKRY DEUR VOLTOOIING VAN DIE PROJEK.....	4
2. VOORKOMS VAN INTERMODULASIEPRODUKTE.....	6
2.1 'n ALGEMENE OORSIG VAN KRAGLYNDRAERSTELSELS.....	6
2.1.1 Spraakseine.....	7
2.1.2 Telemetrieseine.....	8
2.1.3 Beskermingseine.....	10
2.1.4 Koppeling aan die transmissiekanaal.....	11
2.2 ONTSTAAN EN GEVOLGE VAN INTERMODULASIEPRODUKTE...	13
2.2.1 Meting van intermodulasiedistorsie.....	21
2.2.2 Aktiewe elemente in die kraglyndraerstelsel.....	28
2.2.3 Transistor werkspunt.....	30
2.2.4 Transistor voorspanning.....	31
2.2.5 Die invloed van negatiewe terugvoer.....	32
2.2.6 Die effek van wanaanpassing op kraglyndraerstelsels.....	34
2.3 DIE NOODSAAKLIKHEID VAN AKKURATE SPESIFIKASIES.....	35
2.3.1 Tekortkominge van huidige spesifikasies.....	36
2.3.2 Voorstelle om meer akkurate intermodulasie spesifikasies te bepaal.....	37

2.3.3 Die akkuraatheid van metings.....	37
2.4 TOETSINSTRUMENTE.....	40
2.4.1 Seingenerators.....	41
2.4.2 Seinvlakmeters.....	42
2.4.3 Q-faktor meters.....	42
2.4.4 Kapasitansie meters.....	43
2.4.5 Induktansie meters.....	44
2.4.6 Spektrum-analiseerders.....	44
2.5 OPSOMMING.....	47
 3. DIE IMPEDANSIE VAN DIE TRANSMISSIEMEDIUM.....	 48
3.1 DIE BELANGRIKHEID VAN KORREKTE	
IMPEDANSIE AANPASSING.....	48
3.1.1 Impedansiemeting met die SFZ apparaat.....	49
3.1.2 Meting van terugvoerverlies met die SFZ apparaat.....	51
3.1.3 Kombinasie van impedansie en terugvoerverlies.....	54
3.1.4 Impedansiemeting m.b.v. stroom en spanning.....	57
3.2 ALGEMENE OPMERKINGS.....	59
3.2.1 Impedansie transformasie met 'n koaksiale kabel.....	60
3.3 OPSOMMING.....	70
 4. OORSIG VAN DIE INTERMODULASIE TOETSSTEL.....	 71
4.1 DIE DOEL VAN 'n FILTER IN DIE TOETSSTEL.....	72
4.1.1 Ontwikkeling van analoëfilters.....	73
4.1.2 Skalering van filter elemente.....	75

4.2 BANDSPERFILTERS.....	76
4.2.1 Elliptiese-funksie bandsperfilters.....	79
4.3 MAGNETIESE KOMPONENTE.....	82
4.4 FERRIETKERN INDUKTOR ONTWERPE.....	84
4.5 OPSOMMING.....	86
5. KONSTRUERING VAN DIE INTERMODULASIE TOETSSTEL.....	88
5.1 DIE KONSTRUKSIE VAN DIE TOETSSTEL.....	88
5.2 ONTWERP VAN DIE FILTERMODULES.....	89
5.2.1 Presiese induktor ontwerp.....	95
5.2.2 Montering van kern helftes.....	98
5.3 HAALBARE INDUKTOR WAARDES.....	100
5.4 FILTER ONTWERP SAGTEWARE.....	101
5.5 KONSTRUKSIE VAN DIE LASIMPEDANSIE.....	103
5.6 OPSOMMING.....	107
6. GEMETE INTERMODULASIEPRODUKTE BY	
KRAGLYNDRAERSTELSELS.....	110
6.1 GEVOLGTREKKINGS.....	117
7. SAMEVATTING.....	119
BYLAE A.....	122

BYLAE B.....	126
BYLAE C.....	130
BYLAE D.....	134
BYLAE E.....	137
BYLAE F.....	170
LYS VAN BRONNE.....	183
LYS VAN AFKORTINGS.....	187

LYS VAN FIGURE

Fig. 2.1	Tipiese oudioband van 'n Siemens ESB 400 kraglyndraerstelsel	7
Fig. 2.2	Die ligging van telemetrie-seine in die oudioband van 'n Brown Boveri ETI kraglyndraerstelsel	9
Fig. 2.3	Koppeling van twee kraglyndraerstelsels	12
Fig. 2.4	Inset/uitsetkarakteristiek van 'n nie-lineêre transistor	14
Fig. 2.5	Frekwensieverspreiding van fundamentele frekwensies en 3de orde intermodulasieprodukte	20
Fig. 2.6	Eenvoudige hibriednetwerk van 'n kraglyndraerstelsel	23
Fig. 2.7	Intermodulasieprodukmetings deur gebruikmaking van twee toetsfrekwensies	24
Fig. 2.8	Tipiese verbinding en seinvlakke tussen twee kraglyndraerstelsels	26
Fig. 2.9	Toelaatbare werksgebied van 'n transistor	30
Fig. 2.10	Impedansielokus waarvoor 'n hibriednetwerk kan kompenseer	38
Fig. 2.11	Voorgestelde opstelling van meetinstrumente tydens die meet van intermodulasieprodukte	41
Fig. 3.1	SFZ konfigurasie vir impedansiemeting	51
Fig. 3.2	SFZ konfigurasie vir die meting van terugvoer-verlies	53
Fig. 3.3	Kombinasie van impedansie en terugvoer-verlies resultate	54
Fig. 3.4	Verwantskap tussen terugvoer-verlies en impedansie	56

Fig. 3.5 Impedansie bepaling deur stroom en spanning meting	57
Fig. 3.6 Transformasie van die koppelapparaat se insetimpedansie	65
Fig. 3.7 R en j waardes van die kraglyn tussen Aries en Kronos	66
Fig. 3.8 R en j waardes van die kraglyn tussen Asbes en Moffat	67
Fig. 3.9 R en j waardes van die kraglyn tussen Koffiefontein en KDS	68
Fig. 3.10 R en j waardes van die kraglyn tussen Moffat en Silver Streams	69
Fig. 4.1 Tipiese frekwensies en amplitudes (gemeet by die tweedraadpunt) van 'n Brown Boveri ETI 21	72
Fig. 4.2 Eenvoudige filter	75
Fig. 4.3 Verwantskap tussen hoogdeurlaat- en bandsperfilters	76
Fig. 4.4 Frekwensiekarakteristiek van 'n bandsperfilter	77
Fig. 4.5 Vergelyking tussen drie verskillende laagdeurlaatfilters	80
Fig. 4.6 Genormaliseerde elliptiese funksie laagdeurlaatfilter weergawe	81
Fig. 5.1 Vooraansig van toetsstel	89
Fig. 5.2 Toepassing van 'n getapte induktor by 'n elliptiese laagdeurlaatfilter	90
Fig. 5.3 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F1 - 50 ohm)	91
Fig. 5.3 (b) Genormaliseerde laagdeurlaatfilter	91
Fig. 5.3 (c) Genormaliseerde hoogdeurlaatfilter	92
Fig. 5.3 (d) Genormaliseerde hoogdeurlaatfilter geskaleer met Q	92
Fig. 5.3 (e) Getransformeerde Tipe III bandsperfilter	93

Fig. 5.3 (f) Geskaleerde bandsperfilter	93
Fig. 5.3 (g) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 160 - 164 kHz band	94
Fig. 5.4 Skematiese en paneeluitleg van las 1	104
Fig. 5.5 Skematiese en paneeluitleg van las 2	105
Fig. 5.6 Skematiese en paneeluitleg van las 3	106
Fig. A.1 Siemens 40 W versterker, lynfilter en kragbronne	123
Fig. A.2 Brown Boveri 10 W kraglyndraerstelsel	124
Fig. A.3 Siemens 10 W kraglyndraerstelsel	125
Fig. B.1 Lynspoel	127
Fig. B.2 Deursnit van 'n lynspoel	128
Fig. B.3 Brown Boveri lynaangepaseenheid	129
Fig. C.1 SFZ impedansiemeting toetstel	131
Fig. D.1 Onderdele van 'n 2-gleuf potkern	135
Fig. E.1 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F1 - 75 ohm)	138
Fig. E.1 (b) Geskaleerde bandsperfilter	138
Fig. E.1 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 160 - 164 kHz band	139

Fig. E.2 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F1 - 150 ohm)	140
Fig. E.2 (b) Geskaleerde bandsperfilter	140
Fig. E.2 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 160 - 164 kHz band	141
Fig. E.3 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F1 - 2k ohm)	142
Fig. E.3 (b) Geskaleerde bandsperfilter	142
Fig. E.3 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 160 - 164 kHz band	143
Fig. E.4 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F2 - 50 ohm)	146
Fig. E.4 (b) Geskaleerde bandsperfilter	146
Fig. E.4 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 260 - 264 kHz band	147
Fig. E.5 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F2 - 75 ohm)	148
Fig. E.5 (b) Geskaleerde bandsperfilter	148
Fig. E.5 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 260 - 264 kHz band	149
Fig. E.6 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F2 - 150 ohm)	152
Fig. E.6 (b) Geskaleerde bandsperfilter	152
Fig. E.6 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 260 - 264 kHz band	153

Fig. E.7 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F2 - 2k ohm)	154
Fig. E.7 (b) Geskaleerde bandsperfilter	154
Fig. E.7 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 260 - 264 kHz band	155
Fig. E.8 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F3 - 50 ohm)	158
Fig. E.8 (b) Geskaleerde bandsperfilter	158
Fig. E.8 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 360 - 364 kHz band	159
Fig. E.9 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F3 - 75 ohm)	160
Fig. E.9 (b) Geskaleerde bandsperfilter	160
Fig. E.9 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 360 - 364 kHz band	161
Fig. E.10 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F3 - 150 ohm)	164
Fig. E.10 (b) Geskaleerde bandsperfilter	164
Fig. E.10 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 360 - 364 kHz band	165
Fig. E.11 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F3 - 2k ohm)	166
Fig. E.11 (b) Geskaleerde bandsperfilter	166
Fig. E.11 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 360 - 364 kHz band	167

LYS VAN TABELLE

<i>Tabel 3.1 Omskakeling van SFZ impedansie waardes na ohm waardes ...</i>	<i>51</i>
<i>Tabel 5.1 Elliptiese-Funksie LC Elemente</i>	<i>96</i>
<i>Tabel 5.2 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 50 ohm filter met 'n fo van 161.76 kHz</i>	<i>97</i>
<i>Tabel 5.3 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 50 ohm filter met 'n fo van 161.76 kHz</i>	<i>97</i>
<i>Tabel 6.1 Intermodulasieproduk evaluering teen 50 + j 0 ohm</i>	<i>112</i>
<i>Tabel 6.2 Intermodulasieproduk evaluering teen 50 + j 34 ohm</i>	<i>113</i>
<i>Tabel 6.3 Intermodulasieproduk evaluering teen 78 + j 0 ohm</i>	<i>114</i>
<i>Tabel 6.4 Intermodulasieproduk evaluering teen 78 + j 51 ohm</i>	<i>115</i>
<i>Tabel 6.5 Intermodulasieproduk evaluering teen 128 + j 51 ohm</i>	<i>116</i>
<i>Tabel C.1 Omskakeling van SFZ impedansie waardes na ohm</i>	<i>128</i>
<i>Tabel D.1 Ferrietkern en stelstuk data</i>	<i>132</i>
<i>Tabel D.2 Windingskapasiteit van standaard kernwentolle</i>	<i>132</i>
<i>Tabel E.1 Windingsdata vir die serie induktors van 75, 150 en 2k ohm filters met 'n fo van 161.76 kHz</i>	<i>140</i>
<i>Tabel E.2 Windingsdata vir die sjunt induktors van 75, 150 en 2k ohm filters met 'n fo van 161.76 kHz</i>	<i>141</i>

<i>Tabel E.3 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 50 ohm</i>	
<i>filter met 'n fo van 261.78 kHz</i>	146
<i>Tabel E.4 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 75 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 261.78 kHz</i>	146
<i>Tabel E.5 Winding data vir die sjunt induktors van 'n 50 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 261.78 kHz</i>	147
<i>Tabel E.6 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 75 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 261.78 kHz</i>	147
<i>Tabel E.7 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 150 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 261.78 kHz</i>	152
<i>Tabel E.8 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 2k ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 261.78 kHz</i>	152
<i>Tabel E.9 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 150 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 261.78 kHz</i>	153
<i>Tabel E.10 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 2k ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 261.78 kHz</i>	153
<i>Tabel E.11 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 50 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 361.79 kHz</i>	158
<i>Tabel E.12 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 75 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 361.79 kHz</i>	158
<i>Tabel E.13 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 50 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 361.79 kHz</i>	159
<i>Tabel E.14 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 75 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 361.79 kHz</i>	159

<i>Tabel E.15 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 150 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 261.78 kHz</i>	164
<i>Tabel E.16 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 2k ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 361.79 kHz</i>	164
<i>Tabel E.17 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 150 ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 361.79 kHz</i>	165
<i>Tabel E.18 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 2k ohm filter</i>	
<i>met 'n fo van 361.79 kHz</i>	165
<i>Tabel F.1 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 0$ ohm</i>	171
<i>Tabel F.2 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 51$ ohm</i>	172
<i>Tabel F.3 Intermodulasieproduk evaluering teen $78 + j 17$ ohm</i>	173
<i>Tabel F.4 Intermodulasieproduk evaluering teen $78 + j 34$ ohm</i>	174
<i>Tabel F.5 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 0$ ohm</i>	175
<i>Tabel F.6 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 17$ ohm</i>	176
<i>Tabel F.7 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 34$ ohm</i>	177
<i>Tabel F.8 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 0$ ohm</i>	178
<i>Tabel F.9 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 34$ ohm</i>	179
<i>Tabel F.10 Intermodulasieproduk evaluering teen $78 + j 51$ ohm</i>	180
<i>Tabel F.11 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 17$ ohm</i>	181
<i>Tabel F.12 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 51$ ohm</i>	182

HOOFSTUK 1

INLEIDING

1.1 Navorsingsdoelwit

Die navorsing was toegespits op kraglyndraerstelsels wat in Suid-Afrika deur ESKOM gebruik word vir telekommunikasiedoeleindes. Die verskynsel wat ondersoek is kom egter wydverspreid in die telekommunikasieveld voor. Die probleem staan bekend as intermodulasiedistorsie (IMD) en by sekere apparaat toon dit dieselfde effek as witruis [12, p. 22]. Die mees belangrike intermodulasieproduk is die 3de orde produk aangesien dit naby (soms binne) die verlangde seinband voorkom en moeilik uitgefilter kan word [21, p. 1].

Volgens Bundrock [6, p. 40] is intermodulasiedistorsie die grootste probleem wat assosieer word met multi-draer stelsels wat gebruik maak van 'n antwoordsender (transponder). Sommige satelliete dra antwoordsenders en hierdie toestelle gebruik 'n loopgolfbuis (travelling wave tube) as versterker en by hoë versterking word steurende vlakke van intermodulasieprodukte opgewek. Om die amplitude die van 3de orde produkte laag te hou moet 'n loopgolfbuis se uitset met ongeveer 7 dB verlaag word ten opsigte van die maksimum drywing [21, p. 1]. By kabeltelevisie skep derde orde distorsie probleme wanneer versterkers gekaskadeer word en die derde orde distorsieprodukte sommeer as spannings terwyl die ruis as drywings sommeer [20, p. 3].

In Australië waar radio en televisie met antwoordsenders na afgeleë gebiede uitgesaai word, het die probleem ook sterk na vore gekom [6, p. 39].

Die doelwit van hierdie ondersoek was om die gedrag van derde orde intermodulasieprodukte te ondersoek soos wat dit voorkom wanneer 'n kraglyndraerstelsel aan variërende lastoestande en uitsetdrywings onderwerp word. Die 3de orde intermodulasieproduk toetsprosedure, soos gebruik in die uitvoering van die projek, is saamgestel volgens die metode wat aangedui word in die betrokke vervaardigers se "Kliënte Dokumentasie". Resultate word in Hoofstuk 6 en Bylae F getoon.

Dit was belangrik om te bepaal of die metode, soos wat die vervaardigers voorskryf, werklik voldoende is om die gedrag van 3de orde intermodulasieprodukte te bepaal vir algemene werkstoestande waaraan 'n kraglyndraerstelsel blootgestel kan word.

1.1.1 Afbakening van navorsingsgebied

ESKOM het tydens die aanvang van hierdie navorsing vier tipes kraglyndraerstelsels gebruik, naamlik:

☐ Telettra

☐ Brown Boveri ETI

☐ Siemens ESB 400

☐ Brown Boveri ETL

Die Telettra stelsel is die oudste tipe en word met ETL's vervang en is derhalwe nie evalueer nie. Die Brown Boveri ETL wat eers na die aanvang van hierdie projek aan ESKOM in die Noordkaap voorsien is, is, soos die Telettra, uitgesluit uit die navorsingsprojek.

Die Siemens van Duitsland sowel as die Brown Boveri ETI van Switzerland is gevolglik ondersoek. Die Siemens reeks bevat 10 W, 40 W en 80 W stelsels, terwyl die Brown Boveri reeks uit 10 W en 100 W stelsels bestaan. Figure A.1 en A.2 van bylae A toon onderskeidelik 'n Siemens 80 W versterker en 'n Brown Boveri ETI 10 W stelsel. Figuur A.3 van Bylae A toon 'n Siemens 10 W stelsel sonder 'n beskermingsfasiliteit rak.

Daar is doelbewus gepoog om nie modifikasies aan bestaande apparaat aan te bring ten einde die werking daarvan te verbeter nie. Melding word by uitsondering gemaak van moontlike modifikasies wat wel 'n wesenlike bydrae kan lewer t.o.v. die voorkoms van intermodulasieprodukte.

Die voor en nadele van passiewe filters teenoor aktiewe filters is oorweeg en vir die doel van hierdie navorsing was passiewe filters die geskikste. Feitlik al die filters in die kraglyndraerstelsels is passief en waardevolle kennis omtrent hierdie vakgebied spruit voort uit die navorsing.

Aktiewe filters gebruik operasionele versterkers en dié element is self bekend vir die opwekking van 'n tipe intermodulasiedistorsie en kon moontlik die evaluering nadelig beïnvloed.

Wanneer 'n operasionele versterker gelyktydig veelvoudige seine moet versterk, verskyn transiënt intermodulasiedistorsie by die uitset [17, p. 33].

Bokant 50 kHz het die meeste kommersiële operasionele versterkers nie voldoende ooplus wins om te voldoen aan 'n gemiddelde aktiewe filter se spesifikasies nie [40, p. 1-7].

1.1.2 Metode van navorsing

Met die nodige teorie as riglyn, is daar verskeie praktiese metings uitgevoer. Dié metings het die reële en imaginêre impedansiekomponente van 'n aantal kraglyne bepaal teen tipiese draerstelsel frekwensies. Die resultate van hierdie metings is gebruik in die konstruering van 'n toetsstel. Op sy beurt is hierdie toetsstel gebruik in die evalueringsproses van kraglyndraerstelsels.

1.2 Voordeel verkry deur voltooiing van die projek

Met die voltooiing van die projek het ESKOM se telekommunikasie departement 'n samevattende bron wat geraadpleeg kan word oor die gedrag van intermodulasieprodukte. Sekere besluite rakende netwerkbeplanning en aankope kan vergemaklik word deur die inligting en bevindinge wat verskaf word. Telekommunikasie tegnisi in ESKOM se draerstelsel afdeling kan die verhandeling gebruik aangesien dit kern aspekte van kraglyndraerstelsels aanspreek.

In hoofstukke vier en vyf word praktiese sowel as teoretiese inligting beskikbaar gestel rakende die ontwerp van passiewe bandsper filters.

Die navorsingsprojek het die navorser se kennis in die besonder verbreed ten opsigte van:

- ☐ verskeie sagteware pakkette
- ☐ die wen van potkern induktors
- ☐ die instemming van filterkringe
- ☐ die ontwerp van passiewe bandsperfilters.
- ☐ die uitvoering van impedansie en terugvoer verlies meetprosedures

HOOFSTUK 2

VOORKOMS VAN INTERMODULASIEPRODUKTE

2.1 'n Algemene oorsig van kraglyndraerstelsels

Die tempo waarteen die kompleksiteit van kragnetwerke toeneem het 'n drastiese ontwikkeling van kraglyndraerstelsels genoodsaak. Kraglyndraerstelsels is uiters betroubaar, onder andere weens die feit dat dit gebruik maak van 'n baie robuuste transmissiemedium [10, p. 1].

Moderne enkelkanaal enkelsyband kraglyndraerstelsels voorsien aanliggende send- en ontvangsbande van 4 kHz elk. Die sender en ontvanger beskik dus oor aparte frekwensiebande wat voldupleks werking verseker. ESKOM draerstelsels dra drie tipes seine, naamlik:

- ☐ Spraakseine (Vir telefoon- sowel as radionetwerke)
- ☐ Telemetrieseine (Vir substasiebeheer en toesighouding)
- ☐ Beskermingseine (Vir kraglyn beskerming)

Die oudioband word met 'n passiewe banddeurlaatfilter vernou waarna Amplitude Modulasie daarop toegepas word. Die telemetrie inset wat in die draerstelsel ingestuur word bestaan uit 'n frekwensieskuifsleuteling oudiofrekwensie. Die beskermingseine werk op die basis van 'n vaste frekwensie wat uitgestuur word binne 'n voorafbepaalde vensterperiode.

2.1.1 Spraakseine

Daar word telefoongesprekke gevoer via kraglyne met spannings wat wissel tussen 66 kV en 765 kV. Die spraakband is normaalweg 2.1 kHz wyd en die gehalte daarvan is aanvaarbaar vir werksdoeleindes. Die oudiokaarte van die draerstelsels het elk 'n prosedure waarmee die spraakband verbreed kan word na 3.1 kHz.

Die breër band word verkry deur die telemetrieband uit te skakel. Die 3.1 kHz bandwydte word algemeen in die telekommunikasiewese gebruik. Die hele 4 kHz band is nie bruikbaar nie, want die filters se afsny eienskappe is nie ideaal nie en plek moet gelaat word vir die loodssein. Die 2.1 kHz spraakband lê tussen 0.3 kHz en 2.4 kHz en die 3.1 kHz band lê tussen 0.3 kHz en 3.4 kHz. Figuur 2.1 toon die verdeling van die oudioband aan vir 'n Siemens ESB 400 kraglyndraerstelsel.

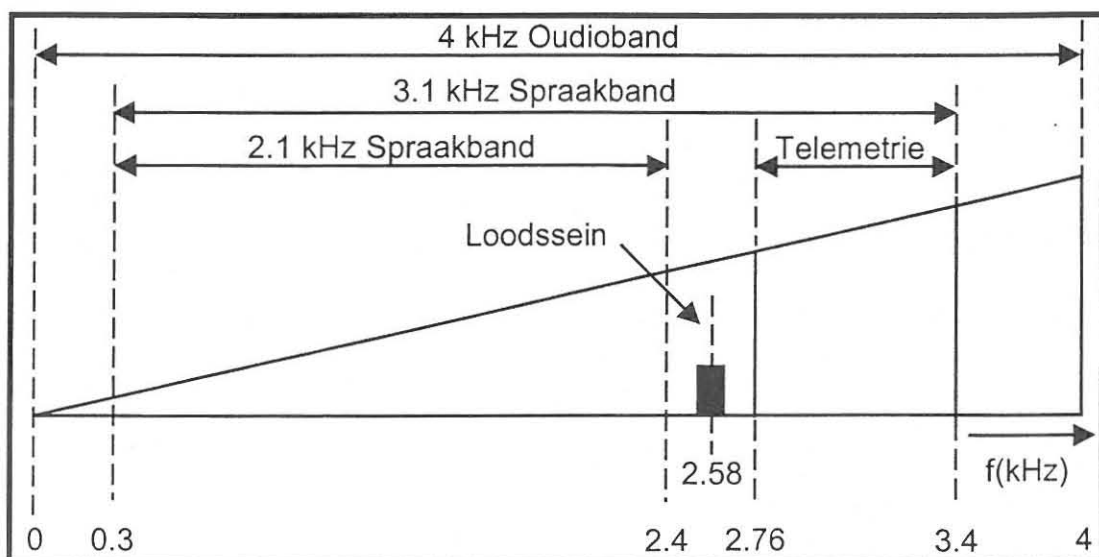


Fig. 2.1 Tipiese oudioband van 'n Siemens ESB 400 kraglyndraerstelsel.

Dit spreek vanself dat die 3.1 kHz se kwaliteit hoër is as die 2.1 kHz bandwydte. Aangesien ESKOM se interne telefoonnetwerk hoofsaaklik vir bedryfsdoeleindes aangewend word, sonder die behoefte van hoë kwaliteit, word die wyer band selde gebruik.

Voorsiening vir effening word in die oudiokring van die ontvanger gemaak en bevredigende resultate word feitlik deurgaans verkry. Die seinruisverhouding in die oudio gebied kan ook merkbaar verbeter word deur die gebruik van 'n komparator.

2.1.2 Telemetrieseine

Afhangend van die tipe stelsel lê die telemetrieband tipies tussen 2.76 kHz en 3.4 kHz. Neem in ag dat daar plek gelaat word vir loodsseine en ook dat die filters nie ideale afsnyding lewer nie.

Die transmissie van informasie- en beheerseine met baudtempo's van 50 tot 1 200 kom algemeen voor en dit is vinnig genoeg om 'n baie doeltreffende metode van netwerkmonitering te verseker. Figuur 2.2 dui 'n moontlike verspreiding van die telemetrieband van 'n Brown Boveri ETI kraglyndraerstelsel. Indien die 2.1 kHz spraakband gebruik word is daar effektief net een 200 Bd kanaal beskikbaar.

Een van die meer bekende telemetriestelsels wat tans nog deur ESKOM gebruik word is die ERTU (Enhanced Remote Terminal Unit).

Die stelsel is gesamentlik deur Westinghouse van Brittanje en IST van Suid-Afrika ontwikkel.

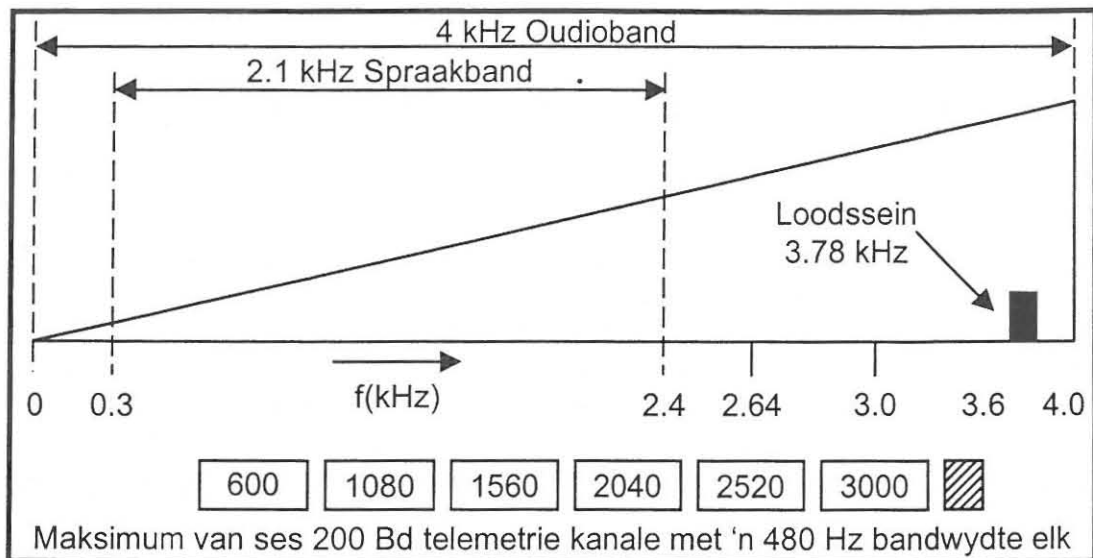


Fig. 2.2 Die ligging van telemetrie-seine in die oudioband van 'n Brown Boveri ETI kraglyndraerstelsel.

Die telemetriestelsel funksioneer dus tussen die kraglyndraerstelsel en die verskillende hoogspanningsapparaat. Laasgenoemde is transformators, stroombrekers, kompensators en kragverbruikmeters. Hierdie apparate se primêre seine (meestal droë kontakte) word deur die ERTU omgeskakel en "beveilig" en as 'n analoogsein aan die kraglyndraerstelsel voorsien.

Voorsiening word gemaak vir 384 analoog of 384 digitale insette, of 'n kombinasie van beide. Die 48 uitsette wat voorsien word, is in die vorm van relékontakte.

Die ERTU se werksbeginsels is hoofsaaklik digitaal en koppeling aan die draerstelsel geskied deur middel van 'n 200 baud FSK (frequency shift keying) modem. Adreskode wat deur 'n sentrale beheereenheid (SENTINEL) genereer word, maak dit moontlik om tot 6 ERTU's gemaklik oor een kraglyndraerstelsel transmissiekanaal te laat funksioneer.

Die transmissie van gekodeerde beheerseine word soms vereis om 'n hoë vlak van sekuriteit te verseker en streng vereistes word dus aan die transmissiekanaal gestel. Amplitude gelykmaking kan, indien nodig, by die ontvangs toegepas word aangesien 'n ongelyke amplitude weergawe kan lei tot gebrekkige kommunikasie tussen die meesereenheid en die slaafeenhede.

2.1.3 Beskermingseine

Kraglyndraerstelsels is een van die mees betroubare keuses beskikbaar vir oordrag uitklink toepassings [27, p. 1]. Hierdie beskermingseine kom voor in die spraakband, maar is net teenwoordig ten tye van 'n fouttoestand. Sommige kraglyne word belangrik genoeg geag om "vinnige" beskermingsaksies as 'n prioriteit te stel. Wanneer 'n kraglyn breek moet daar normaalweg gewag word totdat 'n impedansierelê die verandering in lynimpedansie registreer en dié tydsverloop kan onnodige hoë foutstrome tot gevolg hê.

Deur egter van die draerstelsel gebruik te maak kan 'n veraf substasie se stroombreker vinniger op 'n fouttoestand reageer en oopmaak. Die spraak sowel as die telemetrie kan afgesny word tydens die stuur van 'n beskermingsein. Sodoende is al die beskikbare uitsetdrywing beskikbaar vir die beskermingsein. Die sekuriteit verhoog dan ook tydens oordrag van die sein.

Dit is veral tydens die stuur van beskermingseine dat die seinruisverhouding so hoog as moontlik moet wees om te verseker dat die “boodskap” reg verstaan word. Derde orde intermodulasieprodukte is een van die ongewenste faktore wat die seinruisverhouding verlaag.

2.1.4 Koppeling aan die transmissiekanaal

Die 4 kHz basisbandsein word opwaarts moduleer tot in die 40-500 kHz band, waarna dit versterk word. Daar is dus verskeie frekwensiestrekke beskikbaar wat oordeelkundig vir 'n werkbare frekwensieplan aangewend kan word. 'n Enkelsyband onderdrukte draerstelsel (SSBSC) word gebruik en die sein word versend oor 'n transmissielyn wat geskik is vir hoë 50 Hz spannings (bv. 66 kV tot 765 kV).

Koppelingsapparaat is nodig om te verseker dat die draerstelsel veilig verbind word (aan die kraglyn) en dat die seine in die verlangde rigting versend word. Die apparaat bestaan uit 'n lynspoel, koppelkapasitor en 'n lynaanpaseenheid.

Figure B.1 en B.2 van Bylae B toon 'n lynspoel van buite en binne en figuur B.3 van Bylae B toon 'n Brown Boveri lynaanpaseenheid. Die lynspoel is 'n dik koper spoel wat in staat is om die betrokke lynstroom te hanteer.

Figuur 2.3 toon 'n algemene verbindingsmetode tussen twee kraglyndraerstelsels wat by verskillende substasies monteer is.

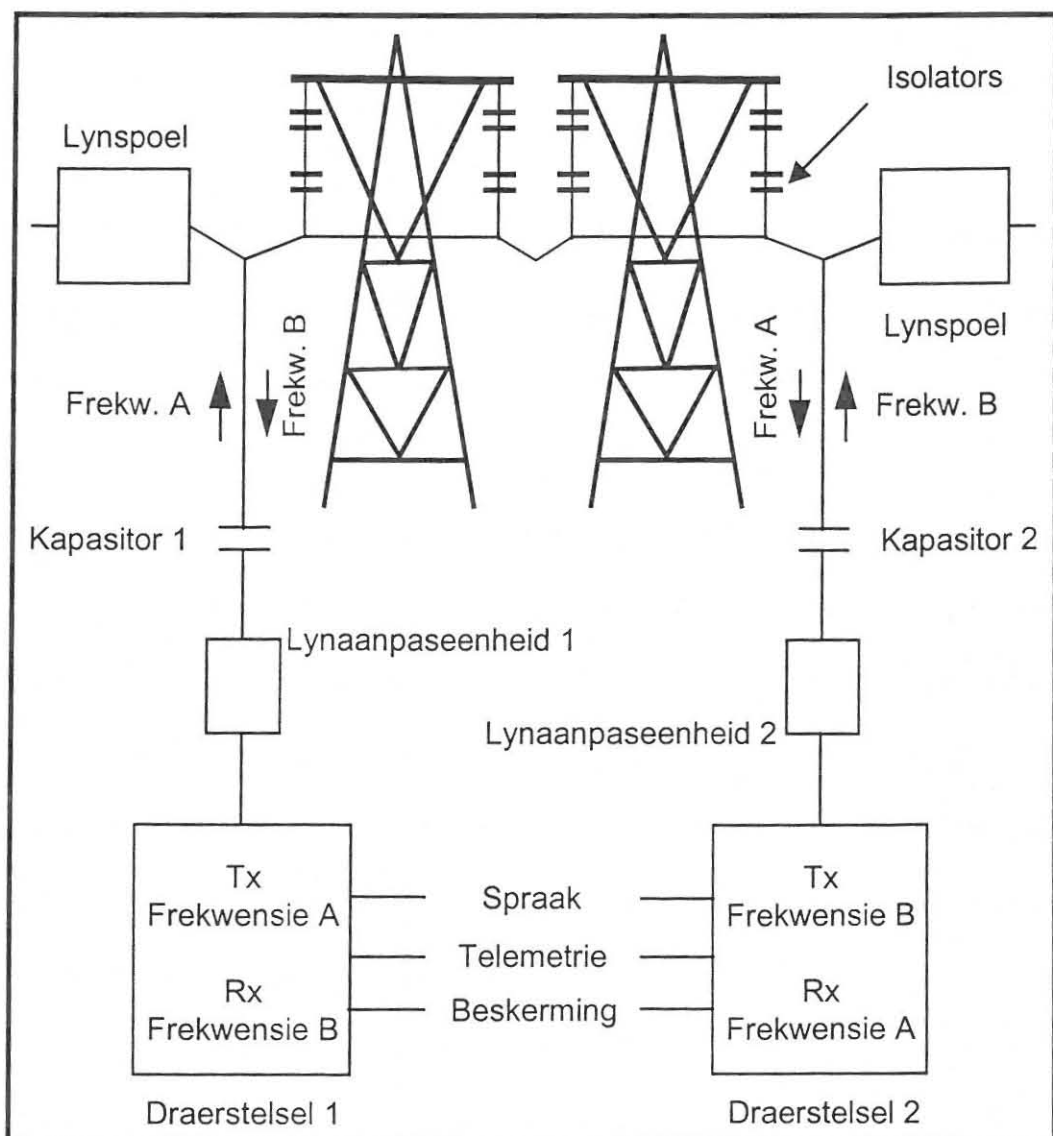


Fig. 2.3 Koppeling van twee kraglyndraerstelsels.

Daar word 'n instemeenheid aan die binnekant van die lynspoel monteer en tesame bied dit 'n hoë impedansie aan draerstelsel frekwensies. Die lynspoel se deursnee is ongeveer 1m en dit verhoed dat draerstelsel se in die stamlyne bereik en met ander draerstelsels inmeng. Feitlik die volle seinsterkte word dus na die veraf draerstelsel versend. Die koppelkapsitor bied 'n hoë impedansie aan die 50 Hz, maar 'n lae impedansie aan die draerstelsel frekwensies.

Die lynaanpaseenheid transformeer die lynimpedansie na 'n nominale waarde van 75 ohm waarna dit met koaksiale kabel aan die draerstelsel verbind word. Daar word hoofsaaklik van Elektrisk Bureau en Asea Brown Boveri lynaanpaseenhede gebruik gemaak.

'n Belangrike faktor wat die prestasie van enige draernetwerk kan bepaal, is die seinruisverhouding. Die verhouding word onder meer bepaal deur die uitsetpeil van die sender, die werksfrekwensie, die algehele lynverlies, elektries opgewekte ruis asook die koppelingsmetode aan die lyn. Kraglyndraerstelsel-ingenieurswese behels dus onder andere die oorweging van alle relevante faktore, asook die kompromieë wat daarmee saamgaan om optimale werkverrigting te verseker.

2.2 Ontstaan en gevolge van intermodulasieprodukte

Geen aktiewe komponent, soos bv. 'n bipolêre transistor, beskik oor perfekte lineêre oordragseienskappe nie.

Sekere passiewe elemente, soos bv. induktors wat op ferromagnetiese materiaal gedraai is, toon ook 'n mate van nie-lineariteit [5, p. 89]. Om intermodulasiedistorsie te vermy moet 'n versterker lineêr wees ten opsigte van amplitude en fase [13, p. 25-12]. Fase distorsie is selde 'n probleem en word derhalwe nie bespreek nie.

Mosfets toon tweede orde nie-lineariteit terwyl bipolêre transistors hoër orde nie-lineariteit toon - wat assosieer word met voorwaartse en terugvoorgespanne voegvlakke [41, p. 134]. Die nie-lineariteit impliseer dat konstante insetinkremente nie konstante uitsetinkremente lewer nie. Die oorskakeling vanaf lineêre werking na nie-lineêre werking geskied stelselmatig soos getoon in figuur 2.4.

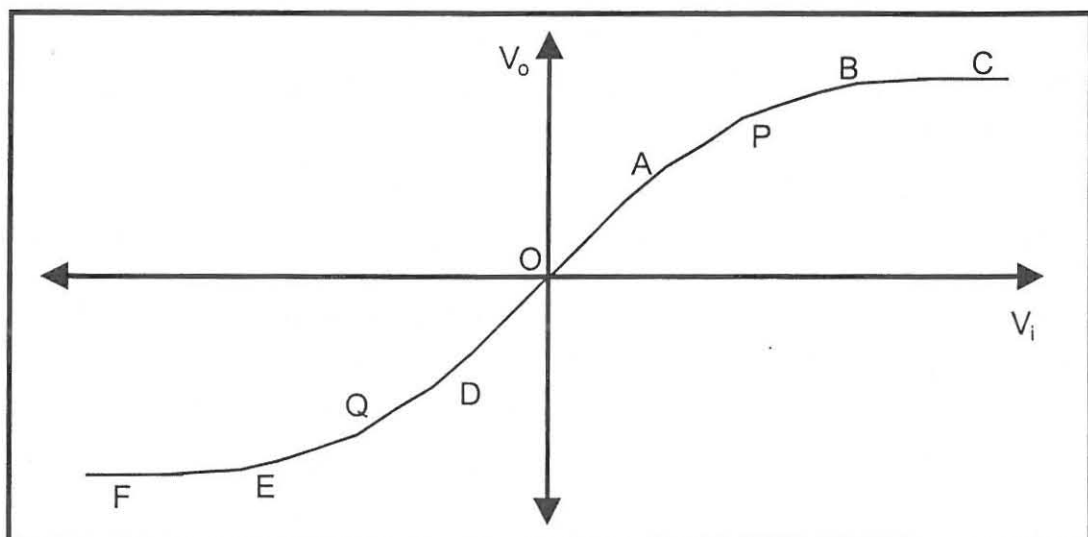


Fig. 2.4 Inset/uitsetkarakteristiek van 'n nie-lineêre transistor.

Tussen punte A en D toon die inset/uitset spanningskurwe 'n redelike lineêre gebied.

Tussen A en B asook tussen E en D het ons die kniegebied en die dele BC en EF is waar 'n verandering in inset haas geen invloed op die uitset het nie. Die bruikbare gebied kom voor tussen P en Q. Die presiese ligging van P en Q word bepaal deur die toelaatbare vlak van distorsie.

Uit 'n praktiese oogpunt is dit moeilik om grafies klein afwykings in lineariteit aan te toon en derhalwe word analitiese metodes verkies [5, p. 90]. Die 1-dB kompressiepunt gee ook 'n aanduiding van 'n versterker se lineariteit. Dit word definieer as die uitsetdrywing waar die versterker se weergawe 1 dB laer is as die lineêre weergawe [41, p. 134].

Die uitsetspanning v_o kan wiskundig geskryf word as 'n magsreeks van die insetspanning v_i [5, p. 90].

$$v_o = a.v_i + b.v_i^2 + c.v_i^3 + \dots \quad (2.1)$$

Die eerste term ($a.v_i$) stel die lineêre gebied voor en die konstante **a** verteenwoordig die wins of verlies.

Die tweede term ($b.v_i^2$) stel die asimmetrie voor tussen die positiewe en negatiewe gedeeltes van die kenkromme en die waarde van konstante **b** (zero in figuur 2.4) stel die grootte van asimmetrie voor.

Die derde term ($c.v_i^3$) gee 'n eerste benadering vir die verwagte afplatting (a.g.v. oorbelading) van die kurwe [5, p. 90].

Terme met hoër magte van v_i as aangetoon kan ignoreer word wanneer die werking van die kring beperk word tot die byna lineêre gebied.

Young [41, p. 136] verskil van Brown & Glazier ten opsigte van die verteenwoordiging wat die tweede en derde terme verleen. Volgens Young stel term twee die tweede orde nie-lineariteit voor en term drie die derde orde nie-lineariteit. Hier stel b en c skalerings vir die nie-lineêre terme voor. Die uiteensetting gaan dan as volg voort:

As v_i 'n sinusvormige sein is, dan is:

$$v_i = E \times \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

Stel nou vir uitdrukking 2.2 in uitdrukking 2.1.

$$\begin{aligned} v_o &= a.E.\sin(\omega t) + b.E^2.\sin^2(\omega t) + c.E^3.\sin^3(\omega t) + \dots \\ &= a.E.\sin(\omega t) + \frac{1}{2}.b.E^2(1 - \cos(2\omega t)) + \frac{1}{4}.c.E^3(3\sin(\omega t) - \sin(3\omega t)) + \dots \quad (2.3) \end{aligned}$$

Die uitset bevat dan die volgende terme, teen die aangeduide amplitudes:

<input type="checkbox"/> Fundamenteel	$a \times E$
<input type="checkbox"/> Tweede harmoniek	$\frac{1}{2} \times b \times E^2$
<input type="checkbox"/> Derde harmoniek	$\frac{1}{4} \times c \times E^3$

Let daarop dat 'n verdubbeling (6 dB) in die amplitude van 'n insetsein die tweede harmoniek met 12 dB en die derde harmoniek met 18 dB sal vergroot [5, p. 91]. Anders gestel sal elke 1 dB toename by die inset van 'n versterker die tweede harmoniek met 2 dB en die derde harmoniek met 3 dB laat toeneem [12, p. 412].

Wanneer die amplitude van die fundamentele frekwensie met 1 dB verlaag of verhoog verander die derde orde distorsieproduk met 3 dB, maar die relatiewe verandering tussen die twee seine is slegs 2 dB [4, p. 3-47].

Hierdie inset/uitset verhouding is fundamenteel tot die konsep van interseppunt [38, p. 2]. Die derde orde interseppunt (IP3) is die mees algemene aanduiding van 'n menger se kwaliteit en die intersep moet eers teen hoë insetvlakke bereik word [33, p. 12]. Die uitset interseppunt is 'n teoretiese punt waar die amplitude van die intermodulasieproduk dieselfde is as die sein wat dit veroorsaak het [37, p. 2].

'n Hoë IP3 kan behaal word indien die versterker 'n hoë 1 dB kompressiepunt het [22, p. 46]. Die 1 dB kompressiepunt is waar die omskakelverlies van 'n menger 1 dB meer is as wat verwag kan word van 'n linieêre oordragskurwe [33, p. 12].

'n Effek van nie-lineariteit is dus om harmonieke op te wek. 'n Verdere effek is die generering van intermodulasieprodukte.

'n Erkende metode waarvolgens intermodulasieprodukte ondersoek kan word, is om twee sinusvormige seine terselfdertyd by 'n versterker in te stuur en dan die uitset te ontleed [38, p. 2].

Wiskundig gesien kan die volgende as uitgangspunt dien [5, p. 91]:

$$v_i = E_1 \sin \omega_1 t + E_2 \sin \omega_2 t \quad (2.4)$$

Die uitsetvergelyking word verkry deur vergelyking 2.4 in vergelyking 2.1 in te stel.

Term 1 van uitdrukking 2.1 lewer geen ongewenste produkte nie en term twee lewer produkte wat nie hinderlik is in die draerstelsel opset nie. Dit spruit uit die feit dat kraglyndraerstelsels se send en ontvangsband aangrensend tot mekaar is en slegs term drie lewer produkte wat gemeenskaplik tot 'n gegewe draerstelsel se send en ontvangsband is.

Term drie word vervolgens uitgebrei [5, p. 92].

$$\begin{aligned} c.v_i^3 &= c.[E_1 \sin(\omega_1 t) + E_2 \sin(\omega_2 t)]^3 \\ &= c.[E_1^3 \sin^3(\omega_1 t) + E_2^3 \sin^3(\omega_2 t)] + 3.c.E_1.E_2.[\sin(\omega_1 t) \times \sin(\omega_2 t)] \times \\ &\quad [E_1 \sin(\omega_1 t) + E_2 \sin(\omega_2 t)] \\ &= \text{terme in } \omega_1, 3.\omega_1, \omega_2, 3.\omega_2 + \end{aligned}$$

$$\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot c \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \times [E_1 \cdot \sin(\omega_1 t) + E_2 \cdot \sin(\omega_2 t)]$$

$$= \text{terme in } \omega_1, 3\omega_1, \omega_2, 3\omega_2 +$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{4} \cdot 3 \cdot c \cdot E_1^2 \cdot E_2 \cdot [\sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \sin.\omega_2 t] + \\ & \frac{1}{4} \cdot 3 \cdot c \cdot E_1 \cdot E_2^2 \cdot [\sin.\omega_1 t + \sin(2\omega_2 - \omega_1)t] - \\ & \frac{1}{4} \cdot 3 \cdot c \cdot E_1^2 \cdot E_2 \cdot [\sin(2\omega_1 + \omega_2)t - \sin.\omega_2 t] - \\ & \frac{1}{4} \cdot 3 \cdot c \cdot E_1 \cdot E_2^2 \cdot [\sin(2\omega_2 + \omega_1)t - \sin.\omega_1 t] \end{aligned} \quad (2.5)$$

Vergelyking 2.5 toon aan dat die uitset ook terme met som- en verskil frekwensies bevat. Dit is dan hierdie terme wat bekend staan as intermodulasieprodukte [5, p. 92]. Vergelyking 2.5 toon die derde orde intermodulasieprodukte aan in blou.

Vir die doel van hierdie studie is net die verskil produkte van belang aangesien die som produkte buite 'n gegewe draerstelsel se eie frekwensieband val. Figuur 2.5 toon die verspreiding van die fundamentele en derde orde intermodulasieprodukte aan.

Die amplitudes van die derde orde intermodulasieprodukte word teoreties bereken as (vanuit vergelyking 2.5):

$$2.f_1 - f_2 \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{4} \cdot 3 \cdot c \cdot E_1^2 \cdot E_2 \quad (2.6)$$

$$2.f_2 - f_1 \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{4} \cdot 3 \cdot c \cdot E_1 \cdot E_2^2 \quad (2.7)$$

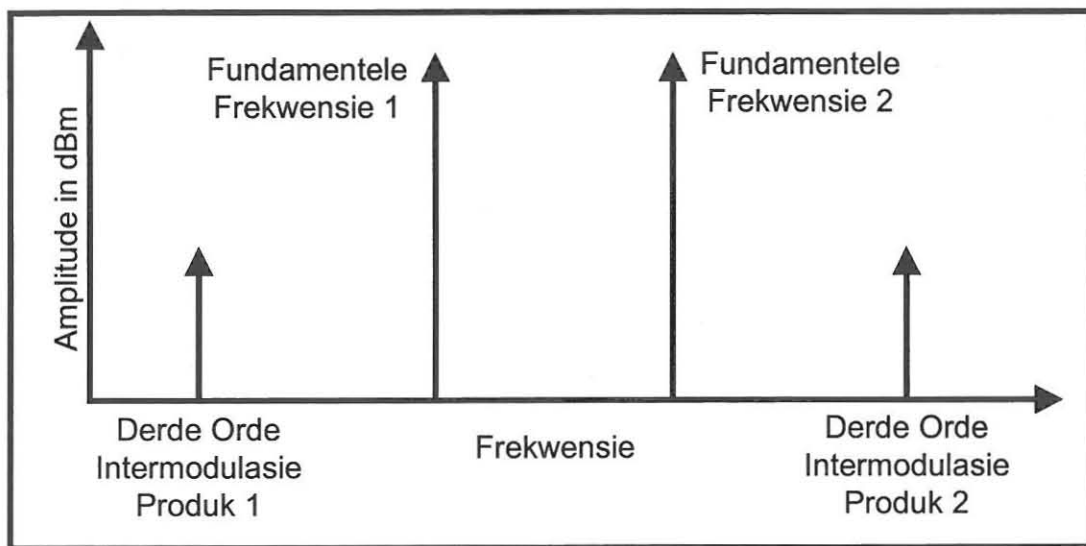


Fig. 2.5 Frekwensieverspreiding van fundamentele frekwensies en 3de orde intermodulasieprodukte.

Volgens Freeman [12, p. 92] is die voorkoms van intermodulasiedistorsie kompleks, omdat die volgende faktore die amplitude van spraak beïnvloed:

- ☐ Die spraaktempo
- ☐ Die spreker se volume
- ☐ Die aard van lettergrepe

Indien intermodulasieprodukte in die oudioband voorkom sal dit meer steurend wees as harmonieke van 'n enkele sein [7, p. 1].

'n Belangrike punt wat in ag geneem moet word tydens bepaling van 'n versterker se oordragseienskappe is dat 'n versterker min harmoniese distorsie kan toon, maar terselfdertyd ondraaglike intermodulasiedistorsie kan veroorsaak. Die omgekeerde hiervan is ook waar [15, p. 203].

2.2.1 Meting van intermodulasiedistorsie

Intermodulasiedistorsie kan op die volgende drie metodes gemeet word [29, p.132]:

- SMPTE (Society of Motion Pictures and Television Engineers) metode,
- CCIF (International Telephonic Consultative Committee) metode,
- Tweesein metode.

Die SMPTE metode kan tot 'n minimum van 3% intermodulasiedistorsie meet en die CCIF metode kan tot 'n minimum van 1% intermodulasiedistorsie meet [34, p. 333]. Die meer moderne tweesein metode, soos voorgeskryf in aanbeveling 495 van die IEC (International Electric Committee), stem grootliks ooreen met die CCIF metode.

Aanbeveling 495 van die IEC rakende kraglyndraerstelsels bepaal dat twee seine met gelyke amplitudes by 'n versterker ingevoer moet word om derde orde intermodulasieprodukte te meet.

Vir die doel van hierdie projek is daar besluit om alle metings te neem by die finale uitset van die draerstelsel en nie by die uitset van die finale versterker nie. Die rede vir die gebruik van die finale uitset na die transmissielyn as meetpunt is as volg:

- 'n Kraglyndraerstelsel moet in totaliteit ten opsigte van intermodulasie-distorsie evalueer word en nie slegs die finale versterker nie. Hoewel die lynfilter en die hibried nie noemenswaardig bydra tot die opwekking van die ongewenste produkte nie, word dit ingesluit aangesien dit die amplitude van die intermodulasieprodukte verlaag voordat dit die plaaslike ontvanger bereik.

- Dit vergemaklik die ontwerpsspesifikasie van die lasimpedansie (soos bespreek in paragraaf 5.5) aangesien die dissipasievermoë van die komponente halveer word. Soos reeds genoem is daar 'n verlies deur die hibried en tesame met die lynfilter se verlies, vind daar 'n 3 dB verlies in die sendbeen plaas. Die 3 dB verlies veroorsaak 'n halvering in drywing en vandaar die laer drywingsdissipasie. Dit is ook nie nodig om 'n gereflekteerde impedansie te bepaal vanaf die lypunt na die finale versterker uitset nie.

- Dit vergemaklik die praktiese opstel van instrumente en toebehore vir metings, aangesien geen ekstra verbindings, kragbronne of aftakeling nodig is nie.

Metings is dus gedoen by die tweedraad punt van die hibried netwerk, soos getoon in figuur 2.6. Hierdie besluit is in lyn met die metode soos omskryf in aanbeveling 495 van die IEC.

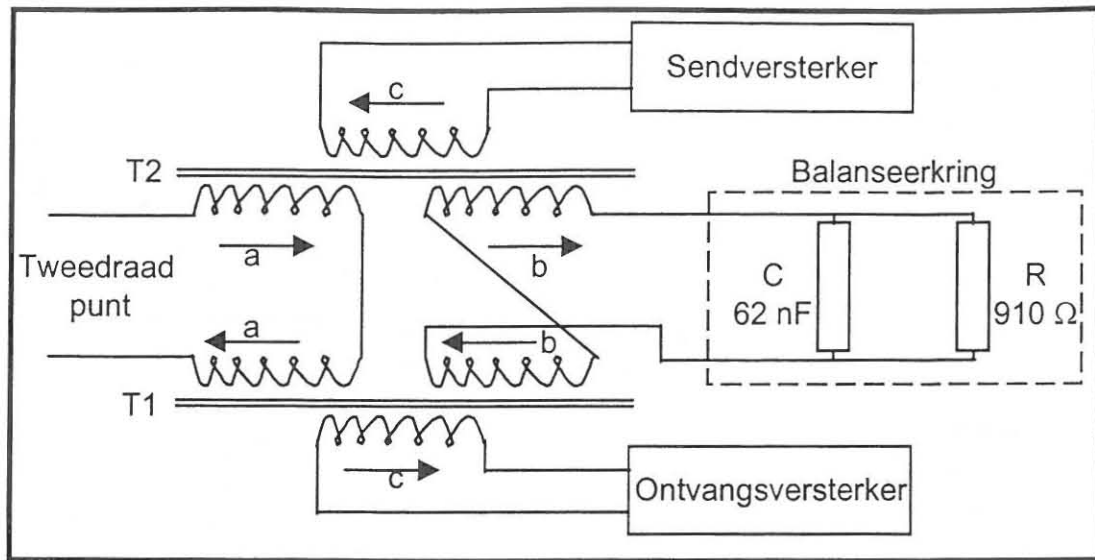


Fig. 2.6 Eenvoudige hibriednetwerk van 'n kraglyndraerstelsel.

Die hibried (twee- na vierdraadnetwerk) koppel die tweedraad sendbeen en die tweedraad ontvangsbeen aan die tweedraad lynpunt.

'n Kraglyndraerstelsel se hibried is asimmetries, wat beteken dat 'n verlies van 0.25 dB in die sendbeen en 12 dB in die ontvangsbeen voorkom. 'n Balanseerkring lewer impedansie aanpassing tussen die hibried en die transmissielyn vir maksimum transhibriedverlies (sendbeen na ontvangsbeen). Figuur 2.7 toon die metode waarop die intermodulasiedistorsie gemeet is.

Om byvoorbeeld die versterker in figuur 2.7 teen 'n piek omhullingsdrywing van byvoorbeeld X Watt te evalueer, word die dryingswaarde as volg omgeskakel na 'n dBm waarde:

$$Y \text{ dBm} = 10 \cdot \text{Log} (10^3 \cdot X) \text{ waar } X = \frac{V^2}{R} \quad (2.8)$$

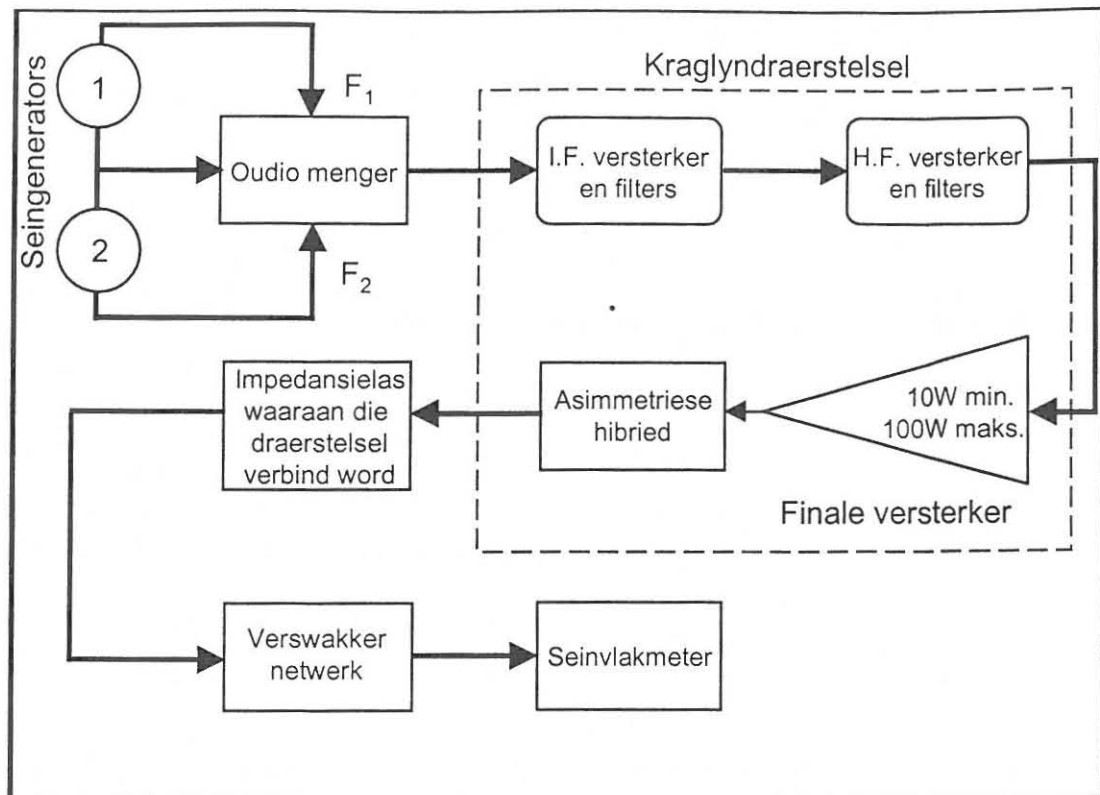


Fig. 2.7 Intermodulasieprodukmetings deur gebruikmaking van twee toetsfrekwensies.

Die som van die seinspannings moet egter V volt wees en dus moet elke seinspanning $\frac{1}{2} \cdot V$ wees. Elke sein se drywing is dan $\frac{1}{4} \cdot X$ Watt. Dit bring mee dat elke sein se dBm waarde gelyk is aan $(Y - 6)$ dBm.

Vir 'n basiese kanaalwydte van 4 kHz behoort seine van 350 Hz en 3 300 Hz ideale spasiëring te lewer tussen die fundamentele en die derde orde intermodulasieprodukte. Die spasiëring tussen aangrensende frekwensies is dan gelyk aan 2.95 kHz.

Die gekose frekwensies kom voor in 'n stabiele gedeelte van die oudio filters en dit lewer 'n eweredige verspreiding van die fundamentele en intermodulasie frekwensies in die 4 kHz bandwydte.

Die eerste modulasie frekwensie van die Siemens stelsel is 50 hertz weg van 'n volgetal en dit bring mee dat die twee toetsfrekwensies vir 'n Siemens 300 Hz en 3 250 Hz onderskeidelik moet wees. Indien hierdie aanpassing nie gemaak word nie sal dieselfde stel filters nie vir Siemens en BBC gebruik kon word nie.

Die IEC spesifiseer dat die intermodulasieprodukte ten minste 56 dB laer moet wees as die piek omhullingsdrywing (PEP). Indien hierdie vereiste nie nagekom word nie, kan die toelaatbare seinruisverhouding te laag daal.

Figuur 2.8 toon 'n kraglyndraerstelsel met 'n piek omhullingsdrywing van +50 dBm wat funksioneer oor 'n kraglyn met 'n 26 dB verlies. Dit is 'n ESKOM standaard om die spraakpeil 8 dB onder die "PEP" te stel. In die voorbeeld is die "PEP" maksimum, die lynverlies hoog en die transibriedverlies (A_{TH}) effens laag.

Die seinintermodulasieprodukverhouding is afhanklik van die sender se modulasie, die impedansie aanpassing tussen die draerstelsel en die koppelingsapparaat asook die balansering van die hibried netwerk.

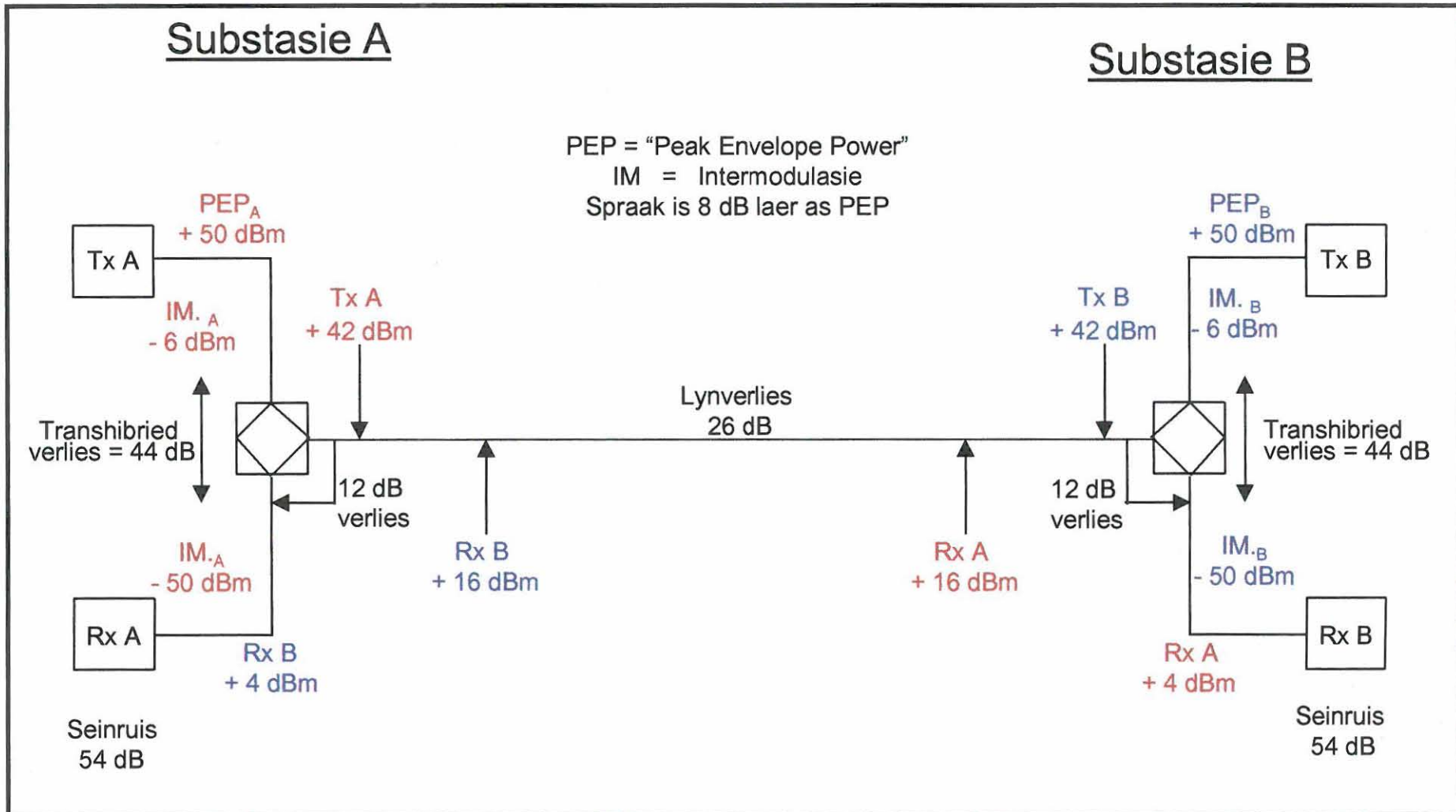


Fig. 2.8 Tipiese verbinding en seinvlakke tussen twee kraglyndraerstelsels.

Indien die transhibried verlies 44 dB is, is die seinruisverhouding 54 dB. Hierdie waarde is die verskil tussen die -50 dBm produk en die +4 dBm sein. As ander bronne van ruis ook in berekening gebring word sal die transhibried verlies groter moet wees om steeds 'n aanvaarbare seinruisverhouding te lewer.

Om vir die ergste toestande voorsiening te maak moet 'n 40 dB seinruisverhouding gebruik word met ESKOM se kraglyndraerstelsel kringe [2, p. 3-2].

Prakties is 'n hoë transhibriedverlies nie altyd haalbaar nie en die waarde daarvan bly nie konstant nie. Veranderinge wat in die hoogspanningswerf plaasvind, het 'n invloed op die impedansie wat aan die lynaanpaseenheid verbind word.

Groot stroombrekers koppel verskillende kraglyne aan mekaar en stamme (busbars) dra verder by tot die verandering van substasie impedansie.

Die alternatief is om so min as moontlik intermodulasieprodukte op te wek. Transhibriedverlies (A_{TH}) kan by benadering as volg bepaal word:

$$A_{TH} = A_r + 12 \text{ dB (Waar } A_r \text{ die terugvoerterlies is)} \quad (2.9)$$

Die verlies vanaf die tweedraad punt na die vierdraad ontvangs beloop ongeveer 12 dB soos wat dit aangedui is in figuur 2.8.

2.2.2 Aktiewe elemente in die kraglyndraerstelsel

Vanaf figuur 2.7 kan daar gesien word dat byna al die modules aktiewe elektroniese komponente bevat. In die draerstelsels wat geëvalueer is, is bipolêre transistors die mees algemene aktiewe komponent. Die drywingstransistors is verantwoordelik vir die meeste distorsie.

'n Transistor se wins is S-vormig met 'n lineêre gedeelte in die middel van die kurwe (sien figuur 2.4). Afsny- en versadigingspunte word deur die S vorm bepaal en distorsie word ook hier ondervind. 'n Redelike groot insetsein sal as 'n vergrote sein by die uitset verskyn, maar die pieke daarvan sal afgeplat wees met die gevolglike opwekking van intermodulasieprodukte [14, p. 183].

Amplitude distorsie kom gewoonlik voor wanneer oormatige groot siene op nie-lineêre komponente soos transistors toegepas word. Indien 'n insetsein te klein is sal dit lei tot 'n uitsetsein met 'n oormatige hoeveelheid ruis.

'n Versterker se dinamiese strek word dus enersyds bepaal deur die ruisvlak en andersyds deur die seinvlak wat oormatige amplitude distorsie sal lewer [32, p. 326]. Figuur 2.9 toon die uitsetkarakteristieke van 'n tipiese transistor.

Lyn A stel die maksimum dissipasie voor en word deur die vervaardiger bepaal. Werking bokant die lyn kan die transistor beskadig.

Lyn B weerspieël die feit dat oormatige hoë kollektorspannings en die stortingseffek 'n snelle verhoging in die kollektorstroom sal veroorsaak. Die effek hiervan is dat die transistor se kurwe nie-linieêr raak.

Lyn C begrens die gebied waar i_C die nulwaarde nader en waar 'n verdere afname in i_B nie 'n gepaardgaande verlaging in die uitsetstroom veroorsaak nie.

Lyn D begrens die versadigingsgebied waar 'n verdere verhoging van die inset nie die uitsetstroom ooreenkomstig verhoog nie.

Lyn E toon 'n arbitrêre grens waarbinne die vervaardiger sy spesifikasies waarborg en dui nie op die maksimum toelaatbare stroom nie [32, p. 340].

Dit is waarskynlik dat 'n suksesvolle evaluering van die kraglyndraerstelsel se versterker slegs moontlik is indien die resultate van intermodulasie metings in konteks staan met faktore soos werkspunt en voorspanning.

Dit blyk dus duidelik dat terme soos transistor werkspunt en voorspanning in gedagte gehou moet word ten einde 'n betekenisvolle evaluering op versterkers te kan uitvoer. 'n Verdere aspek rakende versterkers wat indirek 'n invloed het by die opwekking van intermodulasieprodukte, is terugvoer. Goeie terugvoer tegnieke kan meehelp om die ongewenste intermodulasieprodukte se amplitude laag te hou.

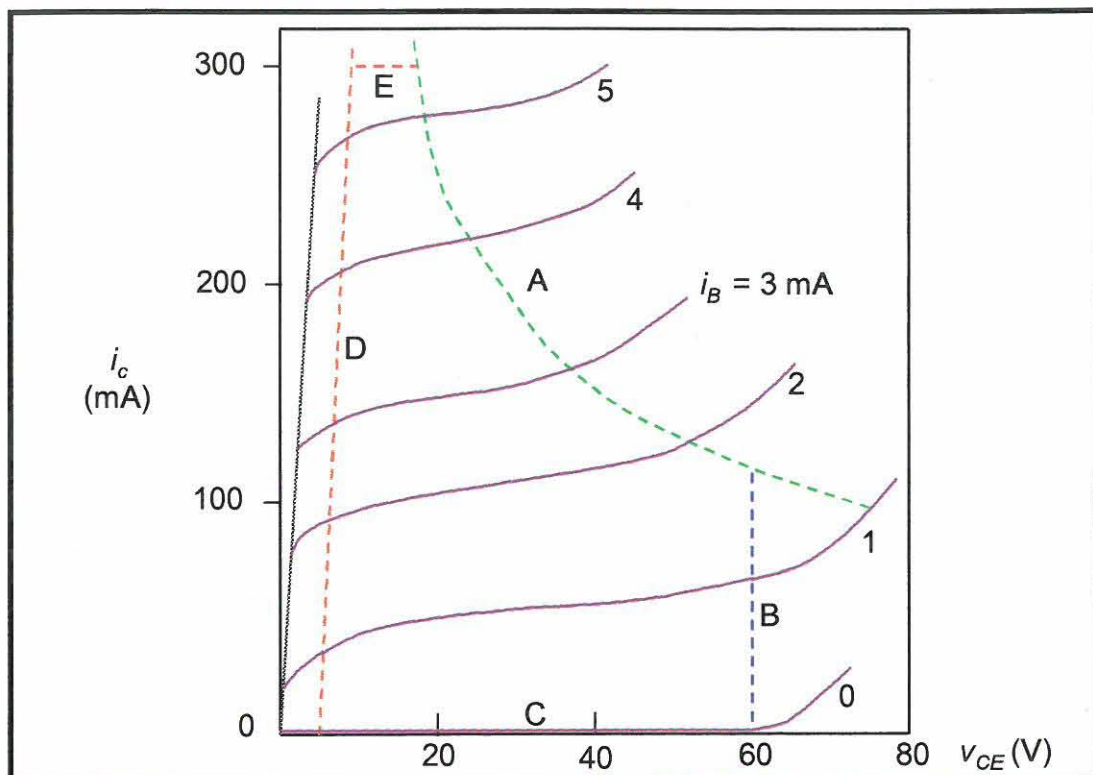


Fig. 2.9 Toelaatbare werksgebied van 'n transistor.

2.2.3 Transistor werkpunt

Omdat β , I_{CBO} , en V_{BE} temperatuurafhanklik is, skuif die werkpunt tydens 'n temperatuurverandering. Vir silikon en germanium verdubbel lekstroom tipies vir elke 10°C verhoging [23, p. 285]. Ryder [30, p. 150] verskil hiervan deur te beweer dat I_{CBO} vir silikon verdubbel vir elke 18°C verhoging.

Die gevolg van die temperatuur toename kan wees dat die werkpunt verskuif vanaf die aktiewe gebied na die versadigingsgebied. Dit is dus belangrik dat 'n transistor se werkstemperatuur voldoen aan die vereistes wat deur die betrokke basisstroom gestel word.

'n Transistor se lineêre gebied is beperk tot die aktiewe gebied, bedoelende die gebied waar die kollektorvoegvlak teenvoorgespan en die emittorvoegvlak meevoorgespan is. Die korrekte bepaling van die werkpunt is belangrik en is afhanklik van die volgende:

- ☐ Die maksimum spesifikasies van die transistor
- ☐ Die aard en stabiliteit van die kragtoevoer
- ☐ Die toelaatbare vlak van distorsie
- ☐ Die piek insetseine wat versterk moet word
- ☐ Die gelykstroombias en die wisselstroombias

Dit is dus belangrik om 'n foutiewe transistor te vervang met 'n transistor wat oor dieselfde parameters beskik.

2.2.4 Transistor voorspanning

Die doel van 'n gestabiliseerde voorspanning is om 'n transistor by die korrekte werkpunt te kry en dit daar te hou ten spyte van veranderings in temperatuur en komponent waardes. Dit moet bereik word sonder om die verlangde prestasie van die kring te verlaag.

Effektiewe voorspanning word in die Siemens en Brown Boveri verkry deur verskeie tegnieke toe te pas. Die werksmodusse van die finale versterkers sien as volg daar uit:

Siemens 20 Watt <input type="checkbox"/> Klas A-B	Siemens 80 Watt <input type="checkbox"/> Klas B
Brown Boveri 10 Watt <input type="checkbox"/> Klas A-B	Brown Boveri 100 Watt <input type="checkbox"/> Klas A-B

Die algemeenste metodes om effektiewe transistor voorspanning te bewerkstellig, is deur gebruik te maak van stabiliserings- en kompensasietegnieke. Die stabiliseringstegniek maak gebruik van resistiewe komponente en die kompensasietegniek maak gebruik van temperatuursensitiewe komponente soos diodes, transistors en termistors.

Die standaard waarmee hierdie tegnieke toegepas word sal dus 'n rol speel in die amplitude van die distorsie produkte. In Hoofstuk 6 is daar resultate van intermodulasie metings wat uitgevoer is, wat aandui hoedat die verskillende versterkers reageer t.o.v intermodulasie.

Die stoot-trek konfigurasie van transistorkoppeling wat gebruik word skakel die meeste tweede orde distorsieprodukte uit, maar nie die derde orde produkte nie [19, p. 10].

2.2.5 Die invloed van negatiewe terugvoer

Die suksesvolle implementering van negatiewe terugvoer hou voordele in ten opsigte van die vermindering van intermodulasiedistorsie.

Negatiewe terugvoer impliseer dat die terugvoernetwerk van so aard is dat die totale wins met terugvoer kleiner is as die wins sonder terugvoer. Die verlies aan wins is aanvaarbaar as die voordele van negatiewe terugvoer oorweeg word.

Die terugvoercomponent kan as stroom of spanning afgelei word en as stroom of spanning toegepas word. Volgens konvensie word die aflei metode eerste genoem, gevolg deur die toepassingsmetode.

Versterker prestasie word deur middel van negatiewe terugvoer in die volgende opsigte verbeter:

- ☐ Die wins en werkpunt is feitlik onafhanklik van temperatuurskommelings, komponent parameters, veroudering en toleransie.
- ☐ Die wins is meestal feitlik onafhanklik van reaktiewe komponente en versterk alle frekwensies in die versterker bandwydte ewe veel.
- ☐ Die wins kan selektief wees om sodoende te diskrimineer teen distorsie en ruis. Slegs die verlange sein word dus versterk.
- ☐ Die effektiewe bandwydte verbreed.

- Die inset- en uitsetimpedansie van 'n versterker kan volgens vooraf opgestelde spesifikasies ontwerp word.

Die insetimpedansie van 'n versterker verhoog indien die terugvoer in serie toegepas word en dit verlaag indien die terugvoer in sjunt toegepas word.

Die uitsetimpedansie van 'n versterker verlaag indien die spanning afgelei word en dit verhoog indien die stroom afgelei word [23, p. 123].

Dit is dus moontlik vir 'n vervaardiger van draerstelsels om, onder andere deur negatiewe terugvoer, goeie impedansie aanpassing tussen die uitsetversterker en die lynfilter te verkry.

Dit was nie die oogmerk van die navorsing om die amplitude van intermodulasieprodukte te verlaag deur komponent veranderinge nie, maar vir volledigheid moes die effek van terugvoer in versterkers oorweeg word.

2.2.6 Die effek van wanaanpassing op kraglyndraerstelsels

Aangesien 'n veranderende lasimpedansie 'n belangrike rol in die projek speel, is daar besluit om volledige toetse in hierdie verband uit te voer. Werklike lasimpedansies soos gesien vanaf die draaggolfkamer is by 'n aantal onafhanklike substasies gemeet.

Die resultate van hierdie metings word in Hoofstuk 3 getoon.

Met behulp van hierdie impedansie waardes kon daar besluit word tussen watter impedansie limiete evaluering van die versterker uitgevoer moes word. Om akkurate waardes te verseker is die presiese lynimpedansie verkry deur drie verskillende meetmetodes se resultate met mekaar te kombineer.

Die faktore wat in berekening gehou is tydens die bepaling van die kraglynimpedansies behels onder andere:

- ☐ kraglynlengte in kilometer
- ☐ lynspanning in kV
- ☐ terminering van die transmissielyn
- ☐ koppelingsapparaat
- ☐ die fase van koppeling (rooi, blou of wit)

2.3 Die noodsaaklikheid van akkurate spesifikasies

Wanneer verskillende tipes draerstelsel vir gebruik oorweeg word, kan die spesifikasie ten opsigte van intermodulasieprodukte die keuse beïnvloed. Aangesien die transibriedverlies nie altyd 'n aanvaarbare seinruisverhouding verseker nie, kan goeie versterker eienskappe bydra tot 'n aanvaarbare seinruisverhouding.

Vanuit 'n beplanningsoogpunt sal volledige spesifikasies daartoe bydra om die optimum drywingsgebied te definieer vir alle praktiese toestande.

2.3.1 Tekortkominge van huidige spesifikasies

Vervaardigersspesifikasies t.o.v. derde orde intermodulasieprodukte word slegs teen een drywingsvlak en een lasimpedansie voorsien. Daar is reeds in paragraaf 2.2 bewys dat die amplitude van intermodulasieprodukte afhanklik is van die drywingsvlak waarteen 'n versterker werk.

Dit is dus belangrik om beter spesifikasies op te stel wat alle praktiese lastoestande en drywingsvlakke aanspreek.

Standaard versterkersspesifikasies toon ook nie die presiese waarde van die derde orde intermodulasieprodukte aan nie. 'n Spesifikasie waarde word wel getoon, maar slegs 'n verwysing word aangegee in die Brown Boveri kliënte dokumentasie.

“Spurious source 3rd order (2 tone test, IEC 495)”

$f < 200 \text{ kHz}$	$> 60 \text{ dB}$
$f < 400 \text{ kHz}$	$> 55 \text{ dB}$

Die invloed op versterker prestasie a.g.v. 'n verskil tussen nominale en werklike lasimpedansie, word nie deur vervaardigers spesifiseer nie. Hierdie inligting is egter baie belangrik om deeglike netwerkbeplanning uit te voer.

Die navorser het metings in hierdie verband uitgevoer en 'n volledige beskrywing van die proses sowel as die resultate word in Hoofstuk 6 getoon.

2.3.2 Voorstelle om meer akkurate intermodulasie spesifikasies te bepaal

Evaluering behoort teen 'n reeks drywingsvlakke uitgevoer te word teen prakties verteenwoordigende lasimpedansies.

Tipiese lasimpedansies is eksperimenteel bepaal en daar is inderwaarheid 'n ooreenkoms met die vervaardigers se spesifikasie t.o.v. die limiete waarbinne die lasimpedansie kan varieër. Die impedansielokus in figuur 2.10 dui die impedansies aan waaraan Brown Boveri en Siemens kraglyndraerstelsels verbind kan word.

In figuur 2.10 is die maksimum en minimum, reële sowel as imaginêre waardes, 125 en 50 ohm onderskeidelik. In ESKOM is die optimum impedansie, R_o , gelyk aan 75 ohm.

2.3.3 Die akkuraatheid van metings

Wanneer spesifikasies deur die vervaardiger voorsien word, word daar merendeels nie melding gemaak van die toetsinstrumente wat vir die bepaling van die spesifikasies gebruik is nie.

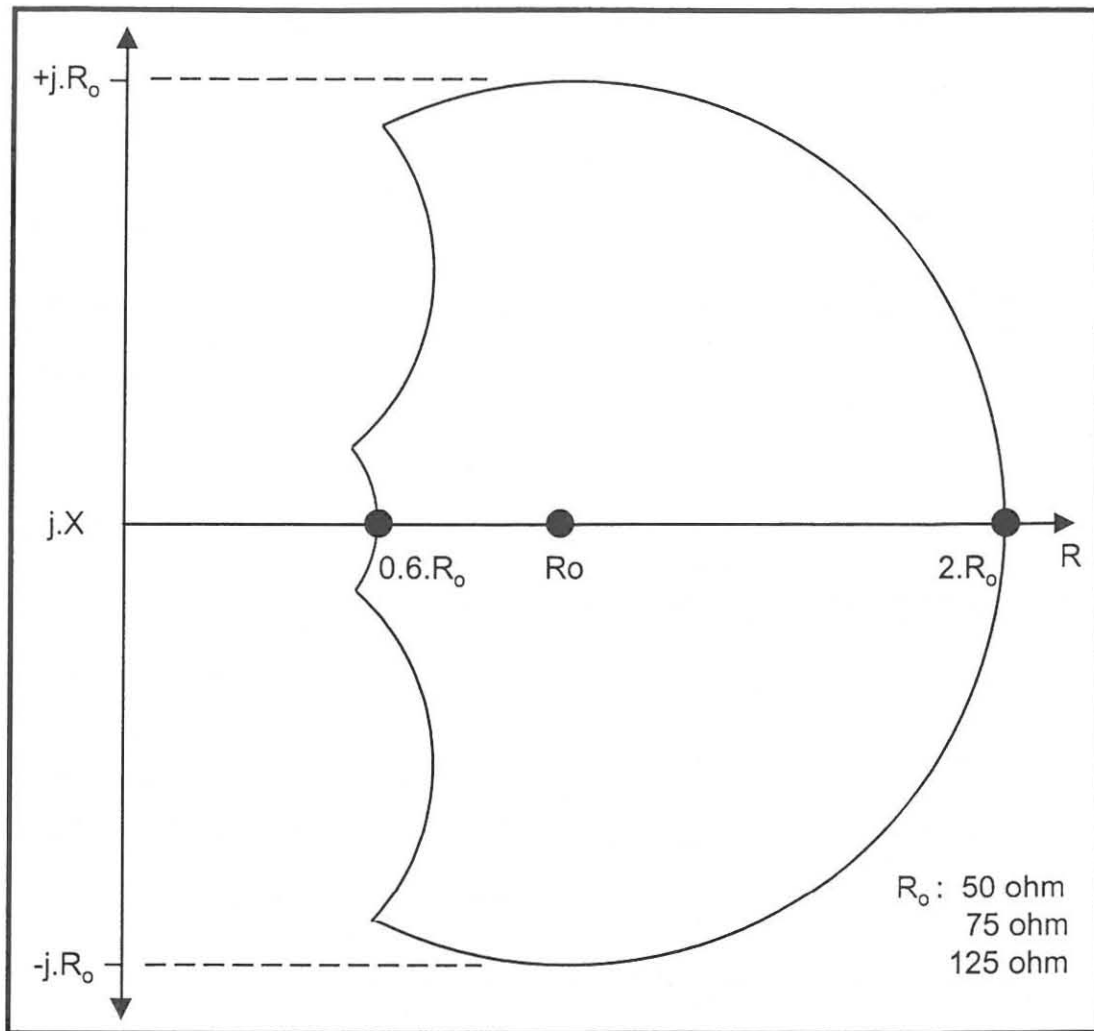


Fig. 2.10 Impedansielokus waarvoor 'n hibriednetwerk kan kompenseer.

Die vraag ontstaan of 'n sekere meetinstrument die amplitude van 'n "laevlak" sein akkuraat kan meet terwyl daar terselfdertyd ook 'n "hoëvlak" sein op sy inset teenwoordig is.

Anders gestel, is sy resolusie oor 'n wye amplitude strek goed genoeg om akkurate lesings te lewer. Hierdie tekortkoming is te wagte by 'n instrument met 'n klein dinamiese strek terwyl 'n model met 'n groter dinamiese strek, beter sal presteer.

Daar is voordele verbonde aan die gebruik van 'n spektrum-analiseerder om die twee fundamentele seine en twee derde orde intermodulasieprodukte aan te toon. Indien die betrokke analiseerder tussenvlak werking ondersteun, kan 'n uitdruk van die gemete seine later gemaklik bestudeer word. Die dokumentasie wat so verkry kan word is dan nuttig vir toekomstige verwysings.

Die ideaal is om al vier seine onder oorweging gelyktydig en volledig te vertoon, maar die instrument se ruisvloer kan die intermodulasieprodukte onleesbaar maak.

Nog 'n nadeel van die meeste spektrum-analiseerders is dat slegs terminerende lesings van 50 ohm, of somtyds 75 ohm, gemaak kan word wat onprakties is by hoë seinvlakke. Seinvlakke van 50 Watt moet verswak word tot 1 Watt voordat dit aan die spektrum-analiseerder verbind word. Verder is daar ook die moontlike opwekking van intermodulasiedistorsie, intern aan die spektrum-analiseerder, wat in ag geneem moet word.

Dié distorsie is veral opmerklik wanneer twee seine, elk slegs 6 dB laer as die maksimum meetbare waarde van die spektrum-analiseerder, gemeet moet word. Die som van hierdie twee seine sal dan gelykstaande aan 'n volskaal seinsterkte wees.

Volskaal dui op die insetvlak wat 'n aanvaarbare kompromie sal lewer tussen interne ruis en interne distorsie [16, p. 1].

Indien die twee fundamentele seine en twee 3de orde intermodulasieprodukte se amplitude min of meer ewe groot sou wees, sou die metingsprobleem nie bestaan nie. Indien die vier siene deur 'n bandsperfilter gestuur word kan die fundamentele se amplitude verlaag word tot naby die vlak van die intermodulasieprodukte en 'n korrekte meting kan sodoende verseker word.

So 'n filter moet verkieslik min verswakking bied teen die frekwensie van die intermodulasieprodukte en terselfdertyd ongeveer 60 dB verswakking bied teen die fundamentele frekwensies. Figuur 2.11 toon die filter se posisie in sodanige konfigurasie aan.

2.4 Toetsinstrumente

Wanneer derde orde intermodulasieprodukte krities ondersoek word, is dit van kardinale belang om die volgende instrumente, wat in die evaluasie gebruik word, van naderby te ondersoek.

- ☐ seingenerators
- ☐ seinvlak meters
- ☐ Q-faktor meters
- ☐ induktansie meters
- ☐ kapasitansie meters
- ☐ spektrum-analiseerders

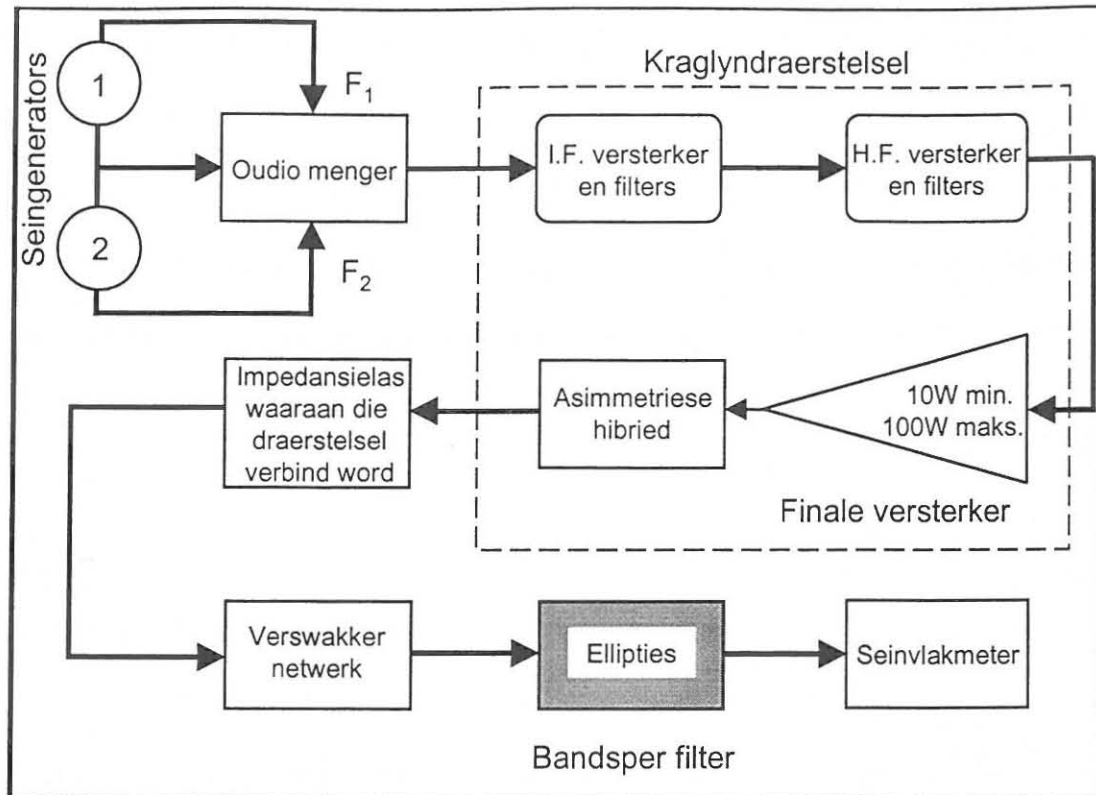


Fig. 2.11 Voorgestelde opstelling van meetinstrumente tydens die meet van intermodulasieprodukte.

2.4.1 Seingenerators

Die outomatiese seinvlakbeheerlusse van seingenerators is groot bronne van intermodulasie en sorg moet getref word dat dit nie die evalueringsproses benadeel nie [36, p. 1].

'n Wandel & Goltermann PS-33 seingenerator is in hierdie projek gebruik vir die twee-sein intermodulasietoets asook om die R en j impedansie komponente van die draerstelsel se transmissielyn te bepaal. Hierbenewens is dit ook gebruik vir die instem van fiterseksies sowel as die bepaling van die Q-faktor van induktors.

Daar moet opgelet word dat die indikasie waarde van die uitsetsein net korrek is indien die bronimpedansie gelyk is aan die lasimpedansie [39, p. 24]. 'n Kritieke faktor wat die meetbaarheid van intermodulasiedistorsie beïnvloed is IMD in die seinbronne. Isolاسie tussen die bronne moet goed genoeg wees om te verseker dat IMD terme genoegsaam verswak word om die verlangde meting moontlik te maak [9, p. 87].

2.4.2 Seinvlakmeters

'n Wandel & Goltermann SPM-33 model seinvlakmeter is in hierdie projek gebruik vir die twee-sein intermodulasie toets asook om die R en j impedansie komponente van die draerstelsel se transmissielyn te bepaal. Die amplitudes van fundamentele frekwensies en derde orde intermodulasieprodukte is ook hiermee gemeet. Die seinvlakmeter is ook gebruik vir die instem van filterseksies sowel as die bepaling van die Q -faktor van induktors. Die SPM-33 se bandwydte was ten alle tye op 25 Hz gestel.

2.4.3 Q-faktor meters

Q verwys na die kwaliteit ("quality") van die induktor of kapasitor. Die instrument se werking is gebaseer op die eienskap van 'n serie resonante kring waar die spanning oor die induktor of kapasitor gelyk is aan die toegepaste spanning vermenigvuldig met Q . Daar is twee faktore wat die akkuraatheid van Q -meters benadeel naamlik:

- ☐ Verspreide kapasitansie van 'n induktor
- ☐ Oorblywende induktansie in die instrument

Die oorblywende induktansie faktor sal tipies net die lesing van spannings oor induktors kleiner as $0.5 \mu\text{H}$ benadeel [8, p. 300].

Vir die doel van hierdie navorsing was daar slegs 'n intreemodel Q-faktor metingsfasiliteit beskikbaar as deel van 'n HP 4261A LCR instrument. Die nadeel van hierdie instrument was dat dit Q-waardes teen slegs 1 kHz kon meet. Dit was dus nodig om vanaf eerste beginsels metings uit te voer om die presiese Q van die gewende induktors te bepaal. Laasgenoemde is nie maklik prakties uitvoerbaar nie en veelvuldige lesings het baie tyd in beslag geneem. Die uiteinde was Q-waardes met onakkuraatheid van tot 10%.

2.4.4 Kapasitansie meters

'n HP 4261A LCR instrument is gebruik om die kapasitors van die bandsperfilters te verstel tot by die vooraf berekende waardes. Praktiese probleme ten opsigte van akkuraatheid het gereeld opgeduik aangesien baie van die kapasitorwaardes in die nano- en pikofarad gebied voorkom. Toetskoorde en velkontak, asook die frekwensie waarteen die kapasitansie bepaal word, dra by tot die veranderende waardes wat vir 'n gegewe kapasitor verkry is.

2.4.5 Induktansie meters

'n HP 4261A LCR instrument is gebruik om die induktors van die bandsperfilters te verstel tot by die vooraf berekende waardes. Die outomatiese brug balanseertegniek is gebruik aangesien dit by verre die beste metode is vir induktansie metings teen frekwensies laer as 40 MHz [1, p. 5-36]. Die effektiewe waarde en aangeduide waarde het nie presies ooreengestem nie. Die gekose instrument is nie 'n hoë akkuraatheid model nie en die volgende faktore (waaroor die gebruiker nie beheer het nie) word uitgesonder as die redes vir die afwykings:

- ☐ Toetsfrekwensie
- ☐ Seinvlak van toetsfrekwensie
- ☐ Gelykstroom voorspanning, spanning en stroom van die toetssein waarmee die instrument komponent waardes bepaal.

Tydens die instem van die filterseksies moes daar weer aan die induktors verstel word ten einde die filterseksie te resoneer. Dit het baie moeilik geraak om te bepaal aan watter meetproses die onakkuraatheid toegeskryf kan word.

2.4.6 Spektrum-analiseerders

Dit is baie belangrik om die vermoëns en beperkinge van 'n spektrum-analiseerder te verstaan voordat dit vir meting aangewend word.

Die spektrum-analiseerder is gebruik om die amplitude van fundamentele seine en intermodulasieprodukte te bepaal. Die volgende aspekte is as maatstaf gebruik om die spektrum-analiseerder met die beste spesifikasies te kies vir hierdie projek.

☐ Resolusie

☐ Frekwensiestrek

☐ Sensitiwiteit

☐ Interne distorsie

☐ Akkuraatheid

☐ Dinamiese Strek

Die HP 8596E spektrum-analiseerder se spesifikasievlak t.o.v. bostaande aspekte, was die beste van die beskikbare instrumente en is derhalwe gebruik. Die spektrum-analiseerder se waardevolle bydrae was om die lesings van die seinvlakmeter te kontroleer by 'n 75 ohm lasimpedansie. Die toetsresultate van beide instrumente was dieselfde en alle verdere lesings is met die seinvlakmeter geneem aangesien dit maklik hanteer het.

Die insetimpedansie van die spektrum-analiseerder is 50 ohm en dit is met 'n omskakelaar na 75 ohm verander. Om die instrument verder aan te pas by komplekse impedansies het egter meer probleme as oplossings gelever.

Aanbeveling 495 van die IEC stipuleer dat derde orde intermodulasieprodukte ten minste 56 dB laer as die fundamentele sein moet wees en vir hierdie rede moet die interne distorsie van die spektrum-analiseerder beter of gelyk aan 65 dB wees. Voorsiening word dan gemaak vir versterkers wat min distorsie (9 dB laer as IEC spesifikasie) voortbring.

Die optimum sein wat tipies by 'n HP 8596E spektrum-analiseerder se menger ingestuur moet word, asook die interne verswakking wat gebruik moet word, kan teoreties as volg bepaal word vir 'n seinvlak van bv. 0 dB [4, p. 3-54] .

$$\text{Optimale menger seinvlak} = \text{DANL} - \text{MDR}_3 \quad (2.10)$$

waar,

DANL = Gemiddelde vertoonbare ruisvlak

MDR_3 = Maksimum derde orde dinamiese strek

$$\text{MDR}_3 = 0.666.(\text{DANL} - \text{TOI}) \quad (2.11)$$

waar,

TOI = Derde orde intersept punt

Dus,

$$\begin{aligned} \text{MDR}_3 &= 0.666.(-115 - (+5)) \\ &= -80 \text{ dBc (1 kHz resolusie bandwydte)} \end{aligned}$$

$$\text{Optimum menger seinvlak} = (-115) - (-80)$$

$$= -35 \text{ dBm}$$

$$\text{Verswakking} = \text{Maks. seinvlak} - \text{optimale menger seinvlak} \quad (2.13)$$

$$= 0 - (-35)$$

$$= 35 \text{ dB}$$

2.5 OPSOMMING

Die werking van kraglyndraerstelsels in ESKOM is deeglik bespreek met spesiale verwysing na die telemetrie-, spraak- en beskermingseine. Die koppeling van 'n kraglyndraerstelsel aan die hoogspanninglyn is ook deeglik bespreek en die funksie van al die koppelingsapparate is uitgewys.

Die verskillende faktore wat bydra tot nie-liniariteit en derhalwe 3de orde intermodulasieprodukte is wiskundig en grafies uitgebeeld. Verskillende metodes waarmee intermodulasiedistorsie gemeet kan word is bespreek. Redes is aangevoer ter staving van die aanname dat die huidige spesifikasies ten opsigte van intermodulasiedistorsie, nie omvattend genoeg is nie.

Aandag is geskenk aan die effek wat die terugvoerverlieswaarde het op die seinvlak van ongewensde seine in 'n draerstelsel se ontvangsband.

'n Nuwe benadering is voorgestel vir die metode waarmee intermodulasiedistorsie gemeet moet word.

Verskillende toetsinstrumente is bespreek met verwysing na die doel waarvoor dit gebruik is tydens die meting van intermodulasiedistorsie.

HOOFSTUK 3

DIE IMPEDANSIE VAN DIE TRANSMISSIEMEDIUM

3.1 Die belangrikheid van korrekte impedansie aanpassing

Die doelwit van impedansie aanpassing by kraglyndraerstelsels is om te verseker dat die sendversterker gekoppel word aan die lasimpedansie waarvoor dit ontwerp is. Uitsetversterkers word ontwerp om maksimum drywing aan 'n spesifieke las te lewer en indien die werklike las te veel afwyk van die nominale waarde sal klipping van die uitsetsein voorkom en sodoende ernstige intermodulasiedistorsie veroorsaak.

Dit is hierdie distorsie, en nie die klein verlies in uitsetdrywing nie, wat 'n hoë vlak van aanpassing vir 'n draerstelsel noodsaak [31, p. 15]. In hierdie navorsing is drie metodes gebruik vir die bepaling van die impedansie van 'n kraglyn wat dien as 'n transmissie medium vir draerstelsels. Die onderstaande metodes is gebruik om die kraglynimpedansies te bepaal.

- ☐ SFZ - Impedansie metode
- ☐ SFZ - Terugvoerverlies metode
- ☐ Stroom en spanning metode

Die SFZ-1 toestel is 'n byvoegsel tot Wandel u. Goltermann seingenerators en seinvlakmeters. Figuur C.1 van Bylae C toon 'n SFZ-1 toestel.

Die impedansiewaarde van passiewe kringe wat vanaf 0.3 kHz tot 612 kHz funksioneer, kan hiermee gemeet word. Verder kan dit ook gebalanseerde terugvoerlies meet. Meetbare impedansie waardes is tussen 10 ohm en 5 kilo-ohm, met 'n maksimum fout van 10%.

Die impedansie waardes wat gedurende uitvoering van die projek gemeet is, was minder as 1 kilo-ohm en met die brugkonfigurasie is die maksimum fout 5%. Die onakkuraatheid was nie 'n wesenlike probleem nie aangesien die toepassing van die resultate, in die konstruksie van die lasimpedansie self, nie krities was nie. Impedansiewaardes vir die las is veilig binne die totale impedansie uiterstes gekies.

3.1.1 Impedansiemeting met die SFZ apparaat

Die metode word getoon in figuur 3.1. R_x , die onbekende impedansie, asook R_4 vorm 'n spanningsverdeler en wanneer die generator uitset korrek definieer is, sal die spanningsval oor R_4 die impedansie van R_x reflekteer. Stapsgewys is die metode as volg:

1) Draai die selekteerskakelaar (S) na die "Calibrate" posisie.

2) Seingenerator

Stuur frekwensie A teen 'n peil van +9 dBm met die generator se interne weerstand gelyk aan 600 ohm. Frekwensie A is die laagste frekwensie van die frekwensieband waarbinne meting gaan plaasvind.

3) Seinvlakmeter (deurlesing)

Bevestig dat frekwensie A se amplitude - 30 dBm is by die aangeduide seinvlakmeter posisie in figuur 3.1, terwyl die instrument se insetimpedansie 600 ohm is. Indien die amplitude nie - 30 dBm is nie, moet die seingenerator uitset amplitude effe aangepas word.

4) Skakel nou vir S na enige posisie wat 'n lesing van tussen -24 dBm en - 44 dBm sal lewer (verkieslik X 1 of X 3). Deur gebruik te maak van Tabel 3.1 kan die aangeduide lesing omgeskakel word na 'n ohm waarde.

Tydens kalibrasie moet die onbekende lasimpedansie gekoppel wees aan die SFZ-1 aangesien dit 'n invloed kan hê op die proses a.g.v. die SFZ-1 se interne transformators.

Voorbeeld: Selekteerder (S) : X 3

Meterlesing : - 38 dBm

Volgens Tabel 3.1 is die impedansie dan 75.36 ohm. Tabel C.1 van Bylae C toon volledig hoedat die SFZ-1 waardes omgeskakel word na ohm waardes.

Wiskundig word Tabel 3.1 verkry deur van vergelyking 3.1 gebruik te maak.

$$|Z| = \{ 10 \times \text{antilog} [(- (\text{meterlesing}) - 30) \div 20] \} \times \text{Selekteerder} \quad (3.1)$$

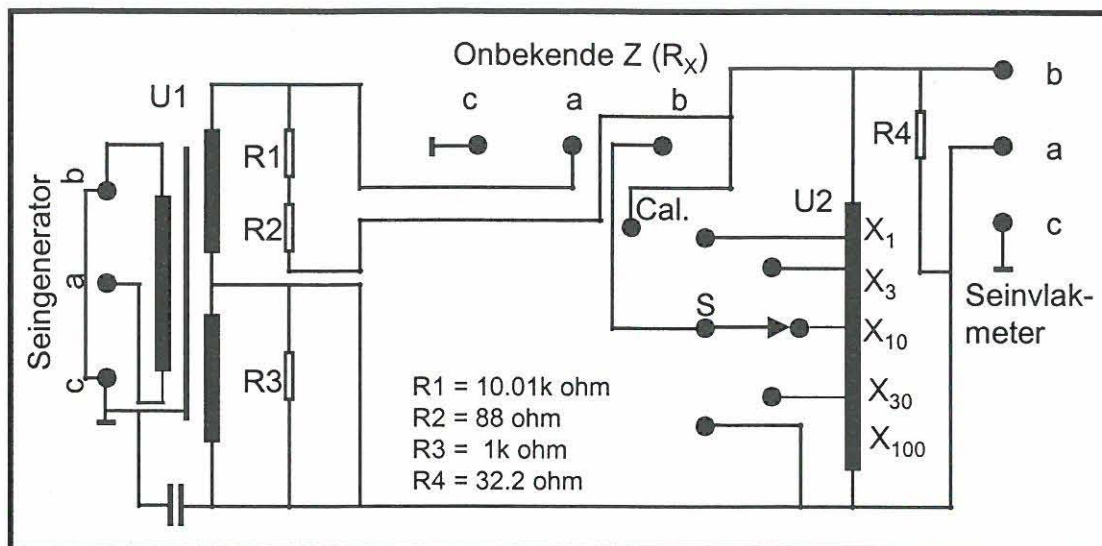


Fig. 3.1 SFZ konfigurasie vir impedansiemeting.

Tabel 3.1 Omskakeling van tipiese SFZ waardes na ohm waardes.

Gemete Seinvlak In dBm	Ware Seinvlak in dBm	Impedansie Waarde Van Verskillende Skakelaar Posisies				
		X 1	X 3	X 10	X 30	X 100
-37.00	-7.00	22.39	67.16	223.87	671.62	2238.72
-37.20	-7.20	22.91	68.73	229.09	687.26	2290.87
-37.40	-7.40	23.44	70.33	234.42	703.27	2344.23
-37.60	-7.60	23.99	71.96	239.88	719.65	2398.83
-37.80	-7.80	24.55	73.64	245.47	736.41	2454.71
-38.00	-8.00	25.12	75.36	251.19	753.57	2511.89
-38.20	-8.20	25.70	77.11	257.04	771.12	2570.4
-38.40	-8.40	26.30	78.91	263.03	789.08	2630.27
-38.60	-8.60	26.92	80.75	269.15	807.46	2691.53
-38.80	-8.80	27.54	82.63	275.42	826.27	2754.23

3.1.2 Meting van terugvoerterlies met die SFZ apparaat

Terugvoerterlies (A_r) is 'n aanduiding van die impedansie aanpassing tussen 'n bronimpedansie en 'n lasimpedansie. Dit verteenwoordig ook 'n maatstaf van die gereflekteerde drywing met verwysing tot die invalsdrywing.

Die formule waarmee A_r bereken word is:

$$A_r = 20 \times \text{Log} | (Z_{\text{las}} + Z_{\text{bron}}) \div (Z_{\text{las}} - Z_{\text{bron}}) | \text{ dB} \quad (3.2)$$

Waardes tussen 0 dB en 10 dB dui op swak aanpassing en waardes hoër as 10 dB dui op 'n aanvaarbare aanpassing.

Figuur 3.2 toon die SFZ-1 kring soos verkry deur die selekteerskakelaar (S) na die "Bridge" posisie te draai. Die prosedure is baseer op die Wienbrug beginsel. Stapsgewys is die kalibrasie van die SFZ-1 en die meting van terugvoerterlies as volg:

1) Skakel vir S na die "Bridge" posisie en kortsluit punte a en b van R_X of R_N . R_X en R_N is bloot identifikasie merkers op die voorkant van die SFZ toestel wat onderskeidelik die laspunt en verwysingsimpedansiepunt aandui.

2) Seingenerator

Stuur frekwensie A teen 'n seinvlak van +9 dBm met die generator se interne weerstand gelyk aan 0 ohm. Frekwensie A is die laagste frekwensie van die frekwensieband waarbinne meting gaan plaasvind.

3) Seinvlakmeter (deurlesing)

Bevestig dat frekwensie A se seinvlak 0 dBm is terwyl die instrument se insetimpedansie 600 ohm is. Indien nie moet die seingenerator eeffe aangepas word.

4) Verwyder die kortsluiting soos na verwys in (1) en verbind die uitgaande koaksiale kabel (na die koppelingsapparaat) aan a en b van R_X . Verbind ook 'n 75 ohm resistor aan a en b van R_N .

5) Die absolute waarde van die seinvlaklesing verteenwoordig die terugvoerterlies in dB.

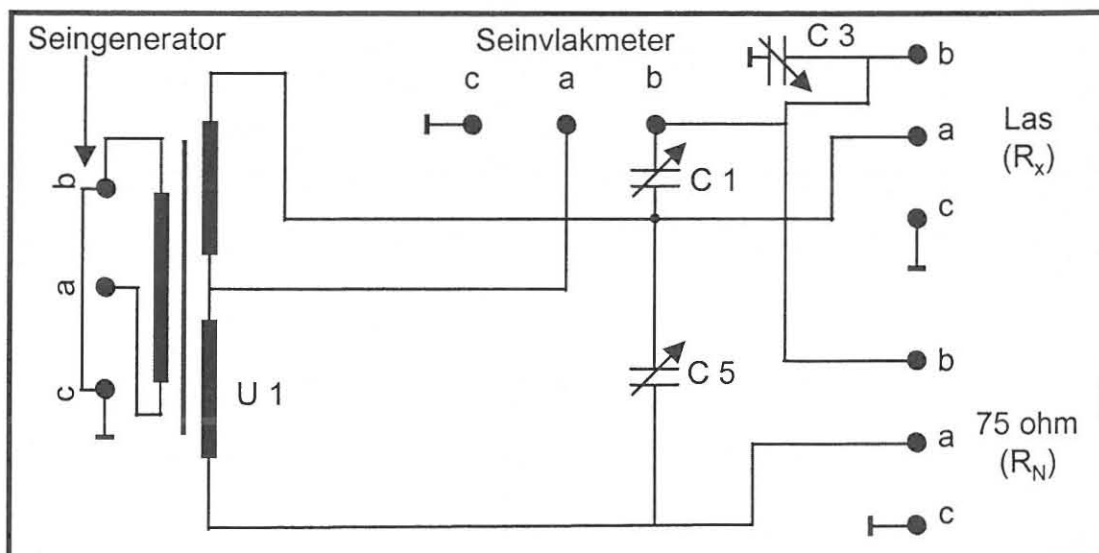


Fig. 3.2 SFZ konfigurasie vir die meting van terugvoerterlies.

3.1.3 Kombinasie van impedansie en terugvoerverlies

Die impedansie metode en die terugvoerverlies metode se resultate word kombineer om die R en j komponente van die lasimpedansie te bepaal. Figuur 3.3 illustreer die formule wat hiervoor gebruik word. R_o is die nominale lasimpedansie.

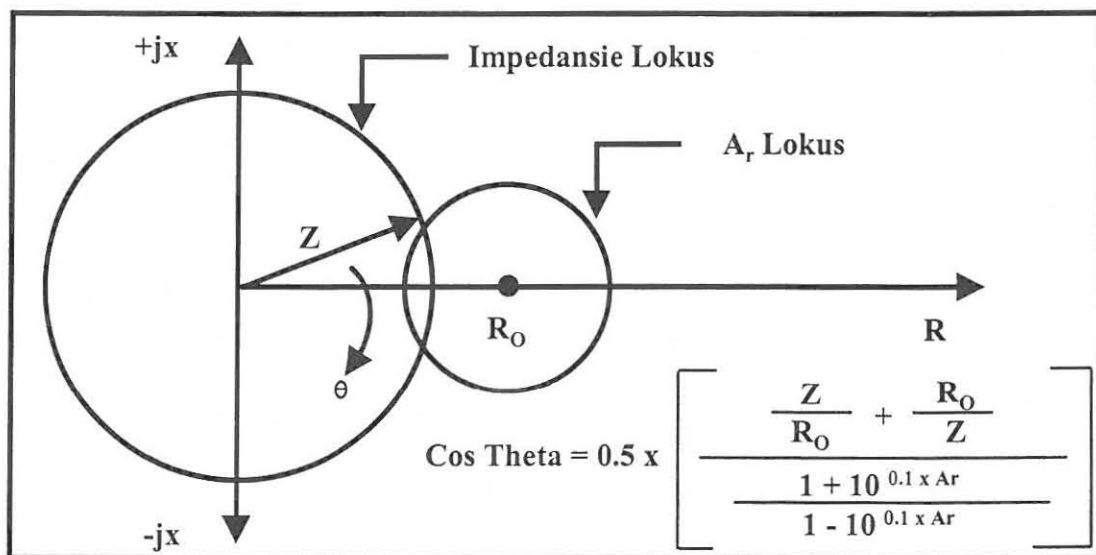


Fig. 3.3 Kombinasie van impedansie en terugvoerverlies resultate.

Absolute waardes moet vir die terugvoerverlies (A_r) en impedansie (Z) gebruik word. Die teken van die reaktiewe komponent kan bepaal word deur 'n kapasitor van tipies $0.1\mu\text{F}$ in serie met die las te voeg tydens die terugvoerverlies meting.

Indien die serie kapasitor tot 'n verbetering in A_r aanleiding gee, dui dit op 'n induktiewe las en indien A_r versleg dui dit op 'n kapasitiewe las.

Die R en j impedansie komponente word as volg bepaal:

$$R = Z \times \cos \theta \quad (3.3)$$

$$j = Z \times \sin \theta \quad (3.4)$$

Figuur 3.4 toon aan hoe sensitief die terugvoerverlies waarde is vir imaginêre komponente. Vergelykings 3.3 en 3.4 is gebruik om figuur 3.4 te stip. Die grafiek is baie nuttig om vinnig A_r , Z en j waardes te bepaal. 'n Impedansie van 75 ohm met 'n fasehoek van 20 grade sal byvoorbeeld 'n terugvoerverlies waarde van 15 lewer.

Let daarop dat twee verskillende impedansie waardes dieselfde A_r waarde kan lewer. Dit spruit uit die gebruik van die absolute waarde van Z .

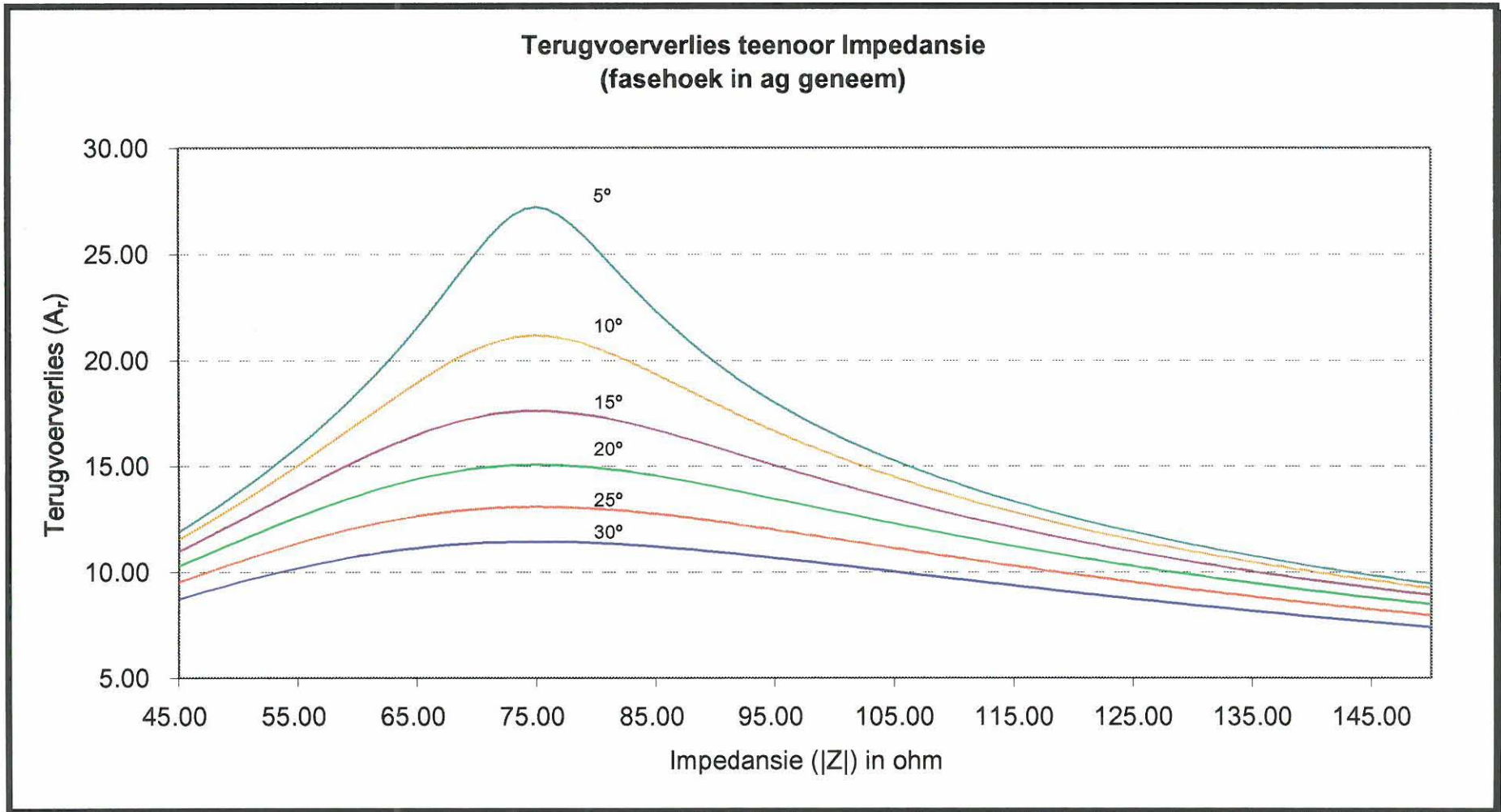


Fig. 3.4 Verwantskap tussen terugvoerterlies en impedansie.

3.1.4 Impedansiemeting m.b.v. stroom en spanning

Volgens Podszeck [25, pp. 141-142] is die metode wat hier beskryf word akkuraat genoeg om impedansie bepalings te doen op lyne wat aan hoë ruisspannings onderwerp word. Figuur 3.5 toon die koppelingsmetode.

Daar is gevind dat noukeurige metings uitgevoer moet word ten einde akkurate resultate te verseker.

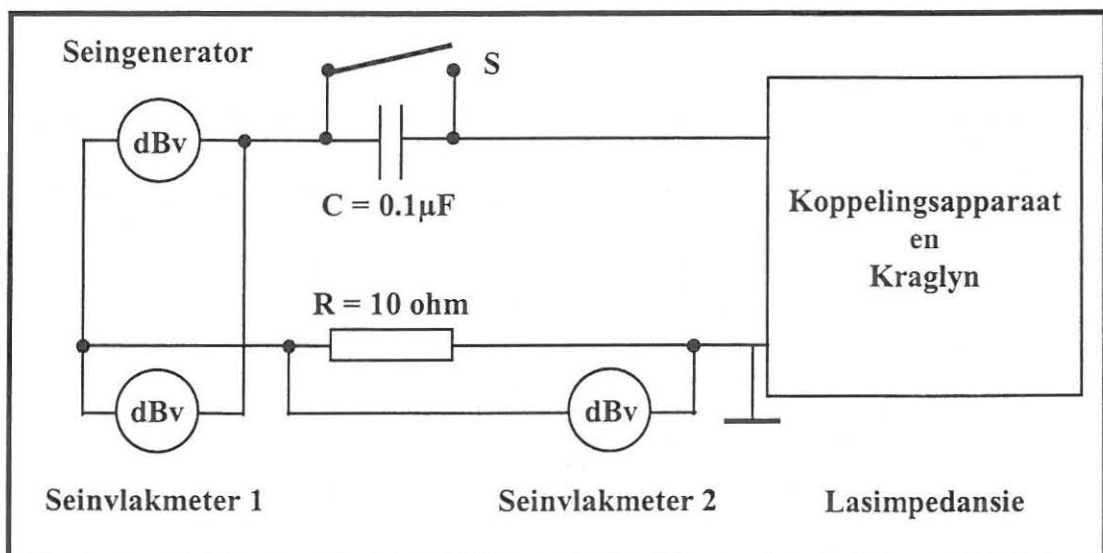


Fig. 3.5 Impedansie bepaling deur stroom en spanning meting.

Soos in die vorige twee metodes bestaan die lasimpedansie uit die volgende:

- ☐ Koaksiale kabel by beide substasies
- ☐ Koppeldoerusting by beide substasies
- ☐ Die kraglyn tussen die twee substasies

Die metings soos in figuur 3.5 getoon, is as volg uitgevoer:

- 1) Termineer die veraf koaksiale kabelpunt met 75 ohm. Dit is belangrik om te verseker dat daar geen ander stelsels by hierdie ligging is wat op enige wyse deel kan vorm van hierdie toetsprosedure nie en sodoende die lesing kan beïnvloed nie.
- 2) Koppel die apparaat soos aangetoon. Die koaksiale kabel by die dragolkamer is die insetpunt van die las.
- 3) Stuur die laagste frekwensie van die frekwensieband waarin meting gaan plaasvind terwyl S in die toe posisie is. Noteer albei gemete seinvlakke.
- 4) Herhaal stap (3) met S in die oop posisie.
- 5) Herhaal (3) en (4) met 250 Hz inkremente tot die toetsband gedek is.
- 6) Gebruik die volgende formule om die voorlopige lynimpedansie te bepaal:

$$|Z| = \{ \text{antilog} [(\text{seinvlak}_1 - \text{seinvlak}_2) \div 20] \} - R \quad (3.5)$$

Daar sal dus twee impedansie waardes vir elke frekwensie wees, naamlik Z_1 (S is toe) en Z_2 (S is oop).

7) Die werklike lynimpedansie (Z) kan bereken word deur die volgende formule toe te pas:

$$Z = A + j.B \quad (3.6)$$

$$\text{waar } A = (Z_1^2 - B^2)^{1/2}$$

$$\text{en } B = (Z_1^2 - Z_2^2 + X_c^2) \div (2.X_c)$$

Die uitvoerbaarheid van hierdie tegniek is bemoeilik deurdat 'n effe onakkurate lesing daartoe kan lei dat θ (sien fig.3.3) nie wiskundig bereken kan word nie a.g.v. deling deur zero.

3.2 Algemene opmerkings

Let daarop dat die voorafgaande drie metodes (3.1.1, 3.1.2 en 3.1.4) vanuit die draaggolfkamer uitgevoer is sodat daar bepaal kon word wat die impedansie is soos gesien vanaf die uitset van die draerstelsel. Evaluerings wat op hierdie wyse gedoen is het die volgende belangrike faktore beklemtoon:

- 1) Moontlike defekte in die koaksiale kabel kan gevind word.
- 2) A_r in die draaggolfkamer is hoër as by die lynaanpaseenheid. A_r verbeter tipies met $(2.a_v)$ dB waar a_v die verswakking van die koaksiale kabel voorstel.

Laasgenoemde effek was veral merkbaar by draerfrekwensies hoër as 300 kHz en koaksiale verbindings langer as 200m. Wanneer dit egter nodig word om die lynaanpaseenheid te verstel moet die lesings buitekant in die hoogspanningswerf geneem word.

3.2.1 Impedansie transformasie met 'n koaksiale kabel

Dit is belangrik om ingelig te wees oor 'n koaksiale kabel se invloed op impedansiemetings, aangesien die insluiting of uitsluiting van 'n koaksiale kabel in 'n meetopset 'n wesenlike verandering in die lesings kan meebring. Die koaksiale kabel se vermoë om die impedansie van 'n transmissielyn te verander word as volg verduidelik.

Enige koaksiale kabel se karakteristieke impedansie (Z_0) word as volg bepaal:

$$Z_0 = (138 \div \sqrt{E_r}) \times \log (D \div d) \quad (3.7)$$

waar D = Diameter van buitenste geleier

d = diameter van binneste geleier

E_r = diëlektriese konstante van isolasiemateriaal

By ESKOM draerstelsels sal die waarde van die impedansie Z_0 van vergelyking 3.7 'n waarde van 75 ohm aanneem. Die waardes van D en d van vergelyking 3.7 kan gemeet word en E_r kan dan bepaal word.

'n Soliede diëlektrum veroorsaak 'n verlaging in die fasesnelheid (v) van seine en dit bring mee dat die golflengte van 'n gegewe frekwensie in 'n koaksiale kabel effektief verkort. 'n Benaderde waarde vir (v) kan as volg bereken word:

$$v = (3 \times 10^8) \div \sqrt{E_r} \text{ m/s} \quad (3.8)$$

Die fasesnelheid in 'n koaksiale kabel is tipies 66% van die snelheid wat dit in vrye ruimte het. Die snelheidsfaktor is dus 0.66.

Voorbeeld 3.1 – Koaksiale kabel verander totale impedansie

1) Werksfrekwensie	200 kHz
2) Lengte koaksiale kabel	200 meter
3) Z_o van koaksiale kabel	75 ohm
4) Verswakking a.g.v. kabel (bv. RG 12)	0.8 dB (200m teen 200 kHz)
5) Z_{in} van lynaanpaseenheid	52.5 + j 22.5 ohm

Elektriese lengte van kabel	= 200 ÷ 0.66	= 303.03 m
Golflengte (λ)	= $(3 \cdot 10^8) \div (200 \cdot 10^3)$	= 1 500 meter
Kabel lengte in terme van λ	= 303.30 ÷ 1 500	= 0.2 λ

Deur die bostaande inligting te gebruik is 'n Smith kaart (in figuur 3.6) getoon om die impedansie transformerings effek van die koaksiale kabel te bepaal.

Die lasimpedansie word eers relatief tot 75 ohm genormaliseer en word nou $0.7 + j 0.3$ ohm. Die metode om die effek te bepaal word as volg uitgevoer.

- 1) Stip die genormaliseerde lasimpedansie aan by punt A en trek 'n boog OA met O as middelpunt.
- 2) Trek 'n lyn vanaf O deur A tot by die buitenste golflengte skaal (0.076λ) en merk die snypunt B.
- 3) Beweeg nou 0.2λ in die rigting van die generator tot by C (0.276λ).
- 4) Verbind vir O en C en merk die snypunt met die sirkel D. Punt D is die genormaliseerde impedansie (sonder kabel verswakking) soos ervaar vanaf die draaggolfkamer en beloop $1.6 - j 0.27$.
- 5) Merk afstand OD af op die 1 dB verdeling transmissie verlies skaal wat dan ooreenstem met 6.2 dB. Beweeg 0.8 dB in die rigting van die generator tot by 7 dB en merk dit E.
- 6) OE word nou afgemerk op OC en E is dan die genormaliseerde impedansie soos ondervind vanaf die draaggolfkamer en beloop dan $1.45 - j 0.2$ ohm. Die ware impedansie is dan $108.75 - j 15$ ohm.

Voorbeeld 3.1 toon hoe maklik dit is om die verkeerde aanname te maak oor die lasimpedansie waaraan die kraglyndraerstelsel gekoppel word. 'n Interessante waarneming van bostaande is dat die lasimpedansie induktief is by die lynaanpaseenheid en kapasitief by die dragolfkamer. In gevalle waar A_r nie genoegsaam verbeter kan word nie is dit raadsaam om tydelik die uitsetdrywing as volg te verlaag:

$$\text{Verlaging in uitsetdrywing} = \frac{1}{4} \times (A_{r_{\text{ontwerp}}} - A_{r_{\text{werklik}}}) \quad (3.9)$$

'n Permanente oplossing behels die invoeging van 'n verswakkernetwerk in serie met die koaksiale kabel.

Vervolgens word die volgende faktore, wat proefondervindelik duidelik geword het, beklemtoon:

- 1) 'n Aangeskakelde draerstelsel termineer die voerpunt nie korrek nie.
- 2) Die lyntoestand, asook die aard van die las by die veraf substasie, moet op die toetsvorm aangedui word. Met lyntoestand word daar verwys na die stamkoppelings in die hoogspanning werf en moontlike lynardes.
- 3) Verseker dat ander draerstelsels nie die lesings beïnvloed nie.
- 4) Voer die evaluering oor die send- en ontvangsband van die gekose stelsel uit.

Figure 3.7 tot 3.10 toon die resultate van praktiese evaluerings wat duidelik bevestig dat die impedansiegebied wat deur die hibriednetwerke gedek word, wel praktyk verteenwoordigend is. Die resultate van die metings toon dat die gemete impedansies altyd induktief was, alhoewel die algemene impedansielokus vir draerstelsel hibriednetwerke ook kapasitiewe impedansies aandui, soos in figuur 2.10.

Kragnetwerke in Suid-Afrika, en selfs in die res van die wêreld, verskil van mekaar en aangesien sommige gebruikers 'n koaksiale kabel as transmissie-medium gebruik, het vervaardigers bevind dat voorsiening gemaak moet word vir kapasitiewe impedansies. Terselfdertyd word hierdie kapasitiewe kompensasie gebruik vir gevalle soortgelyk aan voorbeeld 3.1.

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM 5301-7560-N	GENERAL RADIO COMPANY, WEST CONCORD, MASSACHUSETTS	DATE

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

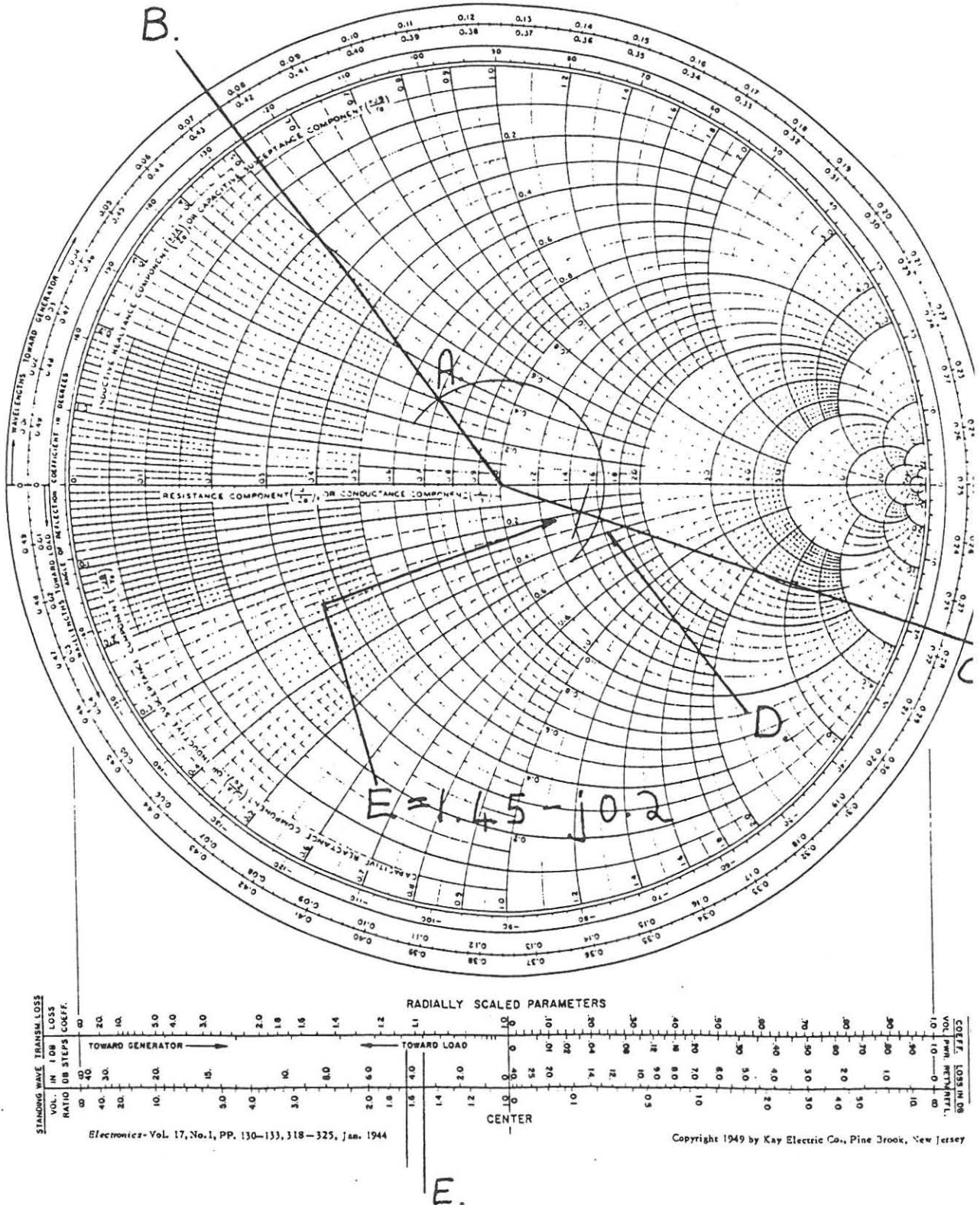


Fig. 3.6 Transformasie van die koppelapparaat se insetimpedansie.

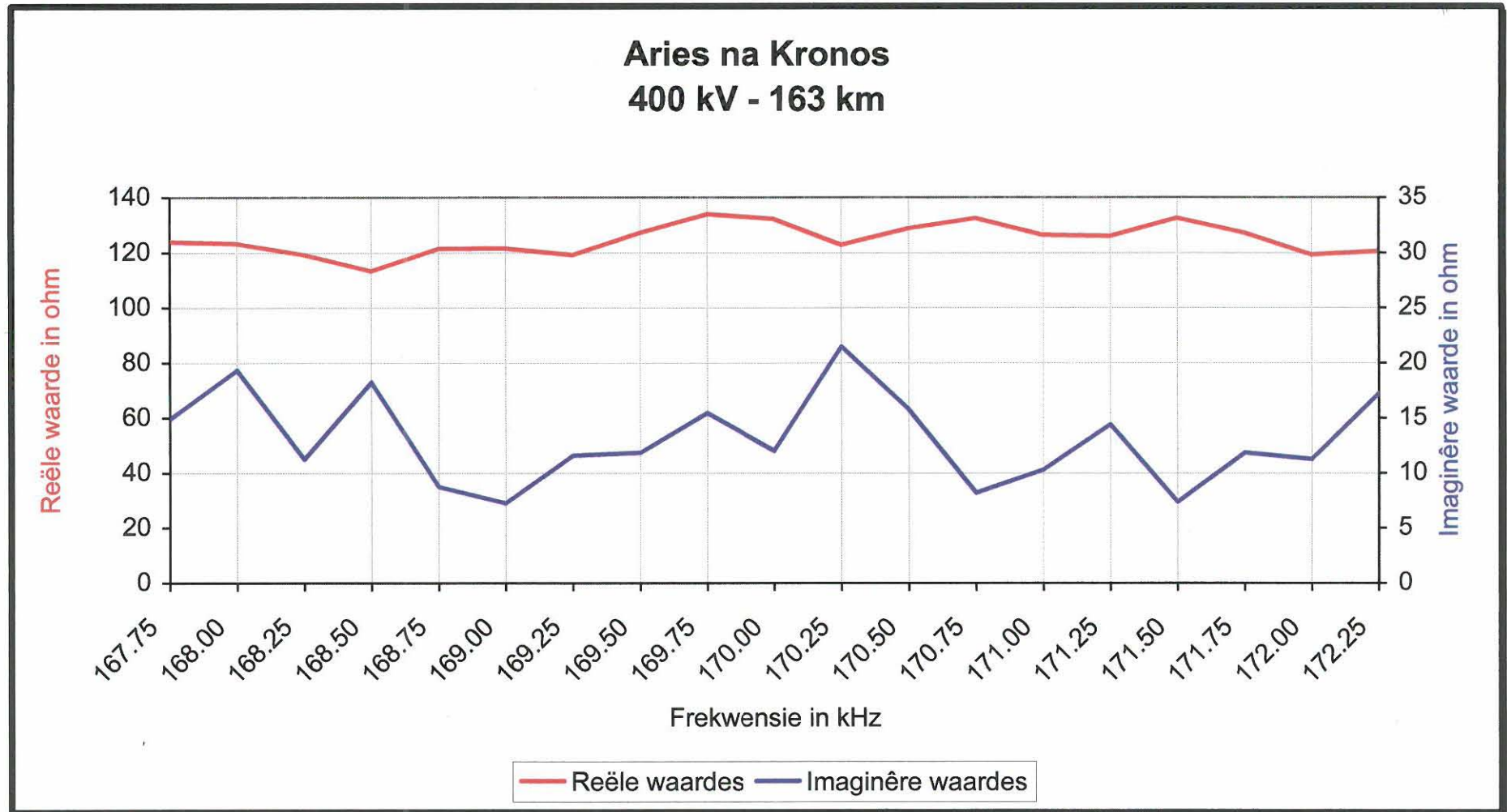


Fig. 3.7 R en j waardes van die kraglyn tussen Aries en Kronos.

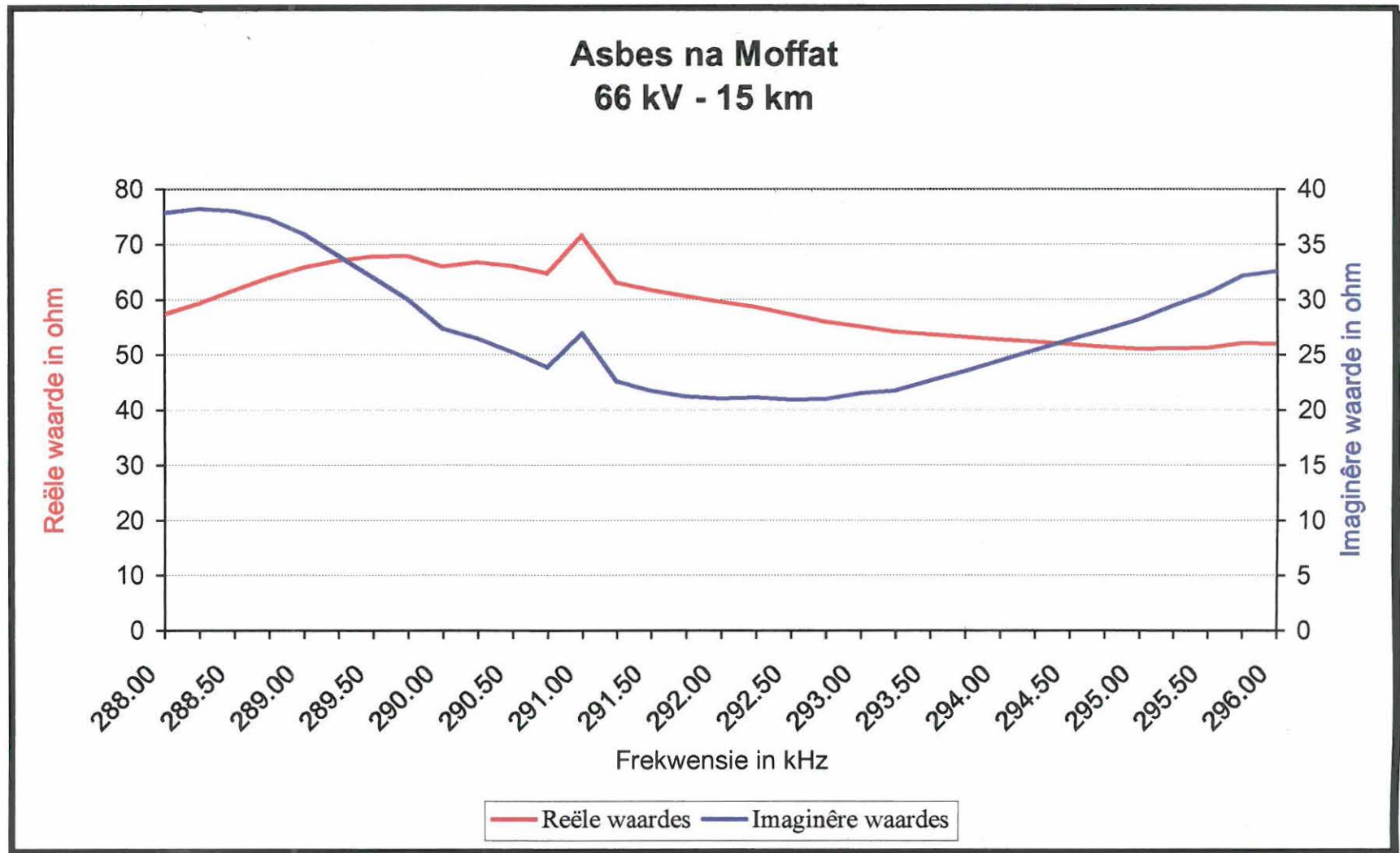


Fig. 3.8 R en j waardes van die kraglyn tussen Asbes en Moffat.

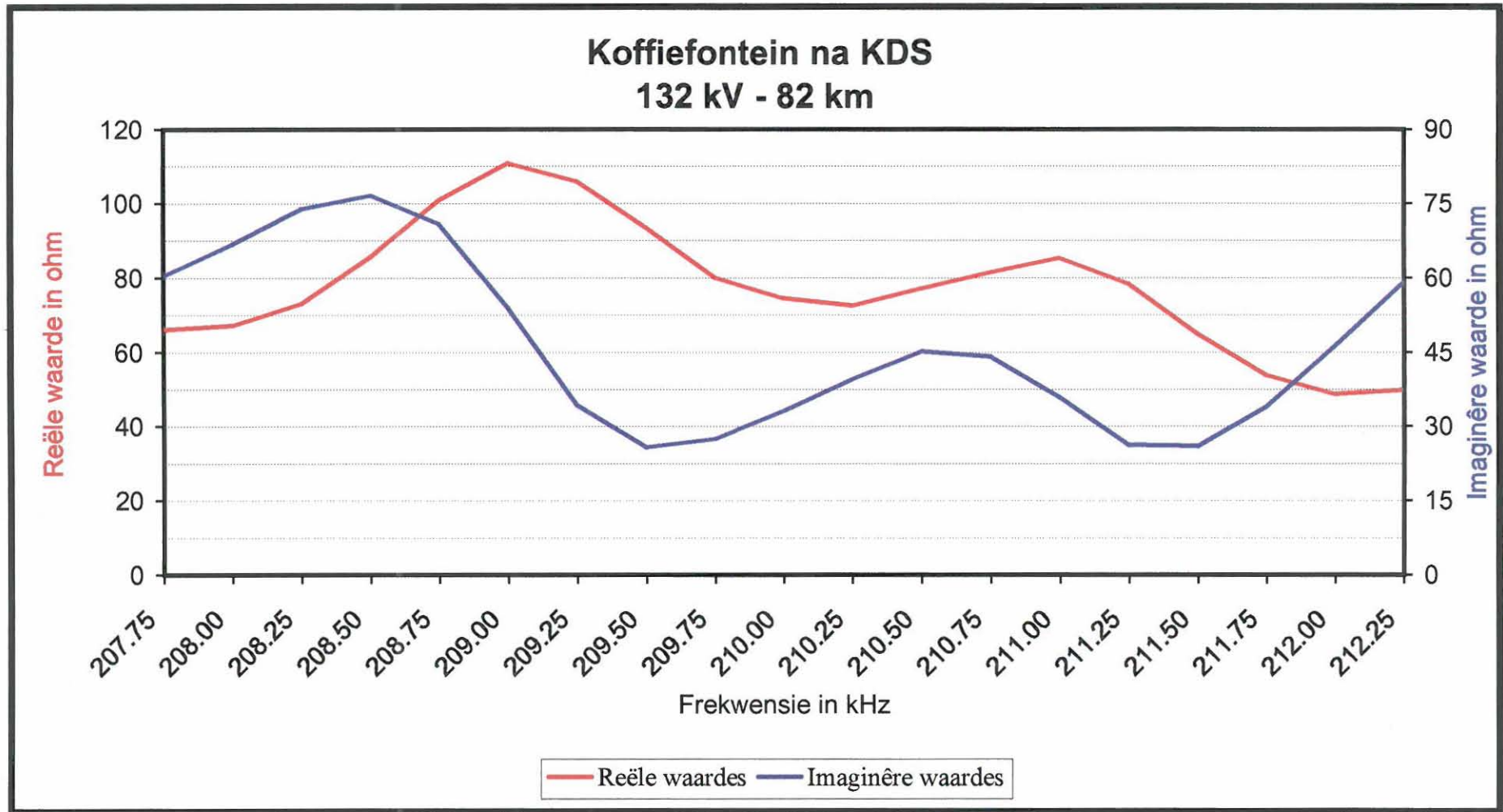


Fig. 3.9 R en j waardes van die kraglyn tussen Koffiefontein en KDS.

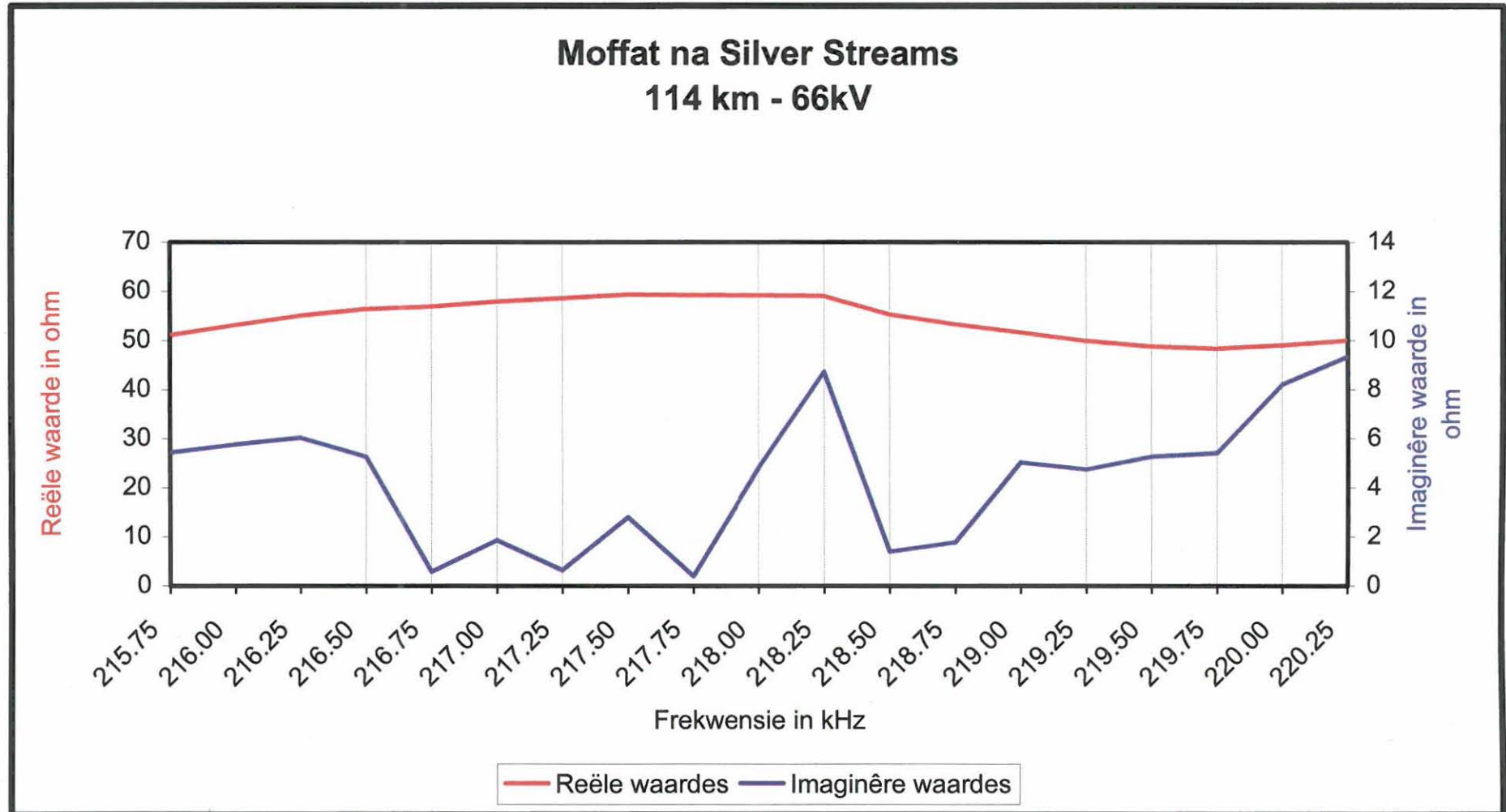


Fig. 3.10 R en j waardes van die kraglyn tussen Moffat en Silverstreams.

3.3 Opsomming

Die belangrikheid van korrekte impedansie aanpassing vir kraglyndraerstelsels is bespreek.

Drie verskillende meting prosedures is gebruik om die impedansiewaardes van verskeie kraglyne te bepaal teen kraglyndraerstelsel frekwensies. Die kraglynimpedansies wat bepaal is, was almal induktief van aard. Grafieke van kraglynimpedansie teenoor frekwensie is gestip om die gedrag van die verskillende kraglyn transmissielyne uit te beeld.

Die korrekte gebruik van die Wandel u. Golterman SFZ-1 toestel is deeglik omskryf weens die belangrikheid daarvan vir die meting van sinvolle impedansie en terugvoerterlies waardes.

'n Verbeterde tabel is opgestel ter vervanging van die bestaande SFZ-1 impedansie omskakeling skaal soos gedruk op die toestel se vooraansig.

'n Smithkaart is gebruik om die effek van die koaksiale kabel tussen die kraglyndraerstelsel en die lynaangepaseenheid, op die impedansie aan te dui.

Die effek van veranderinge in die fasehoek van 'n impedansie op terugvoerterlies waardes, word deur 'n grafiek aangedui.



HOOFSTUK 4

OORSIG VAN DIE INTERMODULASIE TOETSSTEL

Ter aansluiting by paragrawe 2.3.1 en 2.3.2 word 'n algemene beskrywing gegee van die toetsstel wat gekonstrueer is vir gebruik in die evaluering van intermodulasieprodukte. Die tegniese spesifikasies van die verskillende modules van die toetsstel word in paragraaf 5.2 en 5.3 bespreek.

Hierdie intermodulasie toetsstel voer hoofsaaklik twee funksies uit naamlik:

- ☐ Dit pas selektiewe verswakking d.m.v. 'n filternetwerk toe.
- ☐ Dit voorsien vyftien verskillende impedansies wat as lasimpedansies vir die uitsetversterker van 'n kraglyndraerstelsel kan dien.

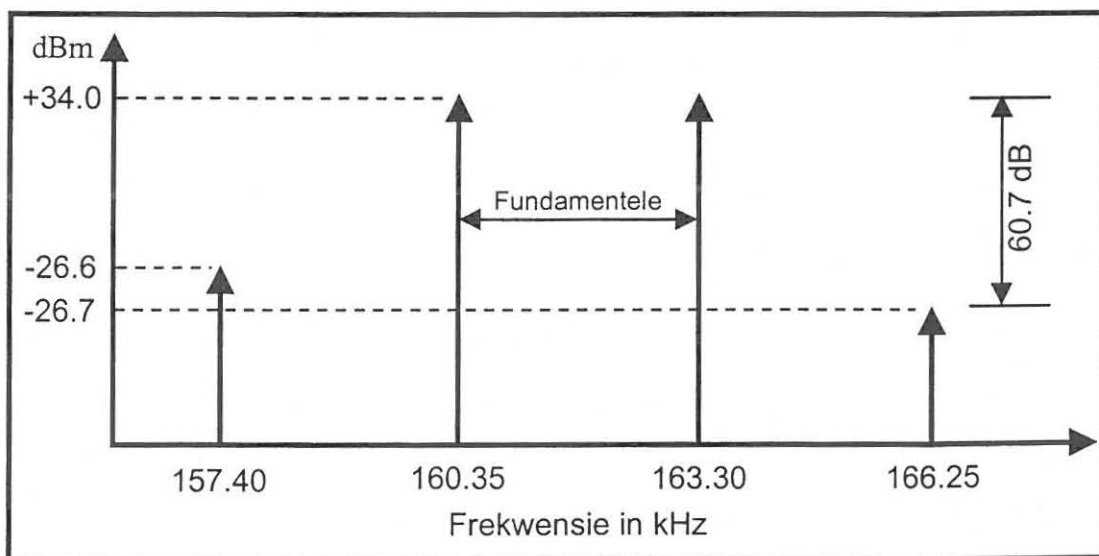
Die filternetwerke asook die lasimpedansies, is in 'n driekwart grootte 19" rak gemonteer.

Insetpunte na modules, sowel as toetspunte en verstelpunte op modules, is duidelik gemerk en toeganklik op die voorkant van die paneel.

Elkeen van die drie filters moet saam met 'n spesifieke impedansielaas gebruik word en staan dus gesamentlik as 'n modulepaar bekend. Die toetsstel word onderverdeel in die module pare sodat elke paar in 'n voorafbepaalde frekwensieband kan funksioneer.

4.1 Die doel van 'n filter in die toetsstel

Wanneer twee verskillende toetsfrekwensies gebruik word om die opwekking van intermodulasieprodukte te demonstreer, word gevind dat daar 'n ongewenste intermodulasieproduk aan die laer frekwensie ent van die eerste toetsfrekwensie, asook aan die hoër frekwensie kant van die tweede toetsfrekwensie, verskyn. Figuur 4.1 toon tipiese frekwensies en amplitudes (gemeet by die tweedraadpunt) van 'n Brown Boweri ETI 21 met 'n PEP van 10 W. Die sendband is 160-164 kHz.



Figuur 4.1 Tipiese frekwensies en amplitudes (gemeet by die tweedraadpunt) van 'n Brown Boveri ETI 21.

Indien hoë amplitude en lae amplitude seine gelyktydig met 'n spektrum-analiseerder gemeet moet word is die lesing geneig om onakkuraat te wees. Die doelwit van die ontwikkelde toetsstel is om die intermodulasieprodukte se amplitude onveranderd te laat aangesien dit reeds naby aan die ruisvlak is, terwyl die vlak van die fundamentele seine verswak word. Hieruit blyk duidelik dat 'n bandsper-aksie verlang word wat die fundamentele te verlaag tot ongeveer dieselfde vlak as die intermodulasieprodukte.

Die werkbare frekwensiegebied van kraglyndraerstelsels is vanaf 40 kHz tot 500 kHz. Daar is besluit om die evaluering by drie verskillende middelfrekwensies uit te voer naamlik by 161 kHz, 261 kHz en 361 kHz. Hierdie frekwensies lewer 'n redelike volledige dekking van die werkbare band.

4.1.1 Ontwikkeling van analoogfilters

Elektriese filters het die eerste keer in 1915 verskyn [28, p. 57]. Voor hierdie belangrike ontwikkeling kon filteraksies slegs deur enkelserie of enkelparallele resoneerders vervul word. In 1923 het Zobel praktiese metodes vir die ontwerp van "beeld parameter" filters gepubliseer. Vir byna drie dekades het hierdie publikasie as basis gedien.

Hedendaagse filterontwerpe is egter baseer op die teoretiese werk van Cauer en Darlington [28, p. 57]. Filterontwerpe word hoofsaaklik baseer op die genormaliseerde laagdeurlaat prototipe.

Die hoof kategorieë van analoog filters is:

- ☐ Chebyshev
- ☐ Butterworth
- ☐ Lineêre fase (Linear phase)
- ☐ Oorskakeling (Transitional)
- ☐ Elliptiese funksie (Elliptic - function)
- ☐ Sinkrone gestem (Synchronously tuned)

Die laagdeurlaat prototipe is 'n leër van reaktiewe elemente wat bestaan uit wisselende serie en sjunt takke. Een of beide kante kan getermineer wees met 'n weerstand. Die induktor waarde is in henry en die kapasitor waarde in farad.

Die genormaliseerde laagdeurlaat afsnyfrekwensie is een radiaal en die netwerk se terminerende impedansie is een ohm.

Die filter orde word bepaal deur die aantal reaktiewe takke. Die frekwensieweergawe van die algemene filter in figuur 4.2 kan uitgedruk word as 'n verhouding tussen twee veelterme in s waar,

$$s = j.\omega \quad (4.1)$$

waar $j = \sqrt{-1}$

en ω = frekwensie in radiale

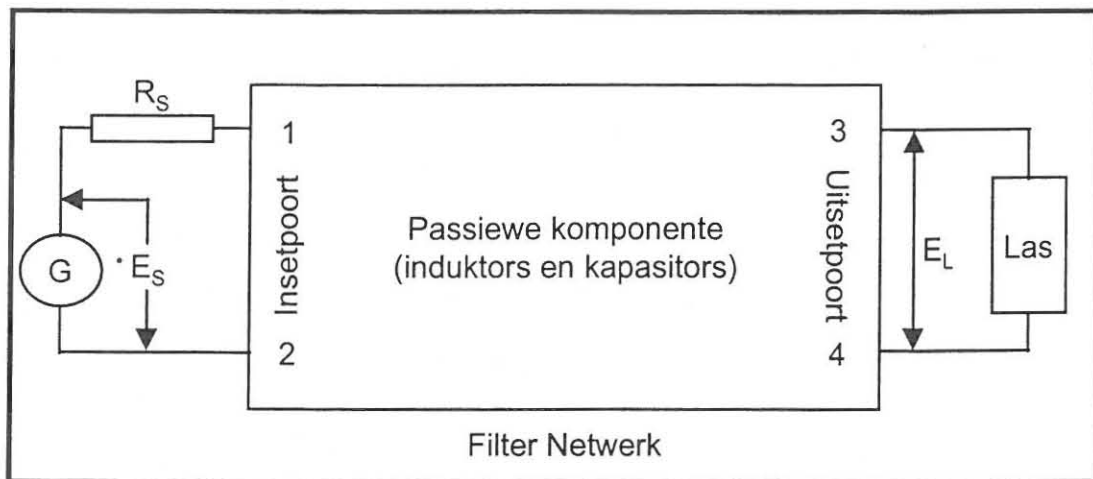


Fig. 4.2 Eenvoudige filter.

Wiskundig (met verwysing na fig. 4.2) word die oordragsfunksie ($T(s)$) van 'n eenvoudige filter uitgedruk as twee polinome in s , waar $s = j\omega$.

$$T_{(s)} = \frac{E_L}{E_s} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (4.2)$$

waar $N(s)$ = standaard oordragsfunksie veelterm

en $D(s)$ = standaard oordragsfunksie veelterm

Die wortels van die noemer veelterm, $D(s)$, staan bekend as pole en die wortels van die teller veelterm staan bekend as zero's [40, p. 1-1].

4.1.2 Skalering van filter elemente

Filternetwerke kan geskaleer word om in 'n alternatiewe frekwensiegebied of impedansiegebied te funksioneer. Gewoonlik word beide skalerings in een stap uitgevoer.

Enige lineêre aktiewe of passiewe kring sal sy oordragsfunksie behou as alle induktors en resistors vermenigvuldig word met $(Z \div \text{FSF})$ terwyl alle kapasitors gedeel word met $(Z \times \text{FSF})$, waar:

Z = Verlangde filterimpedansie

FSF (Frekwensie Skaleringsfaktor) = $2 \times \pi \times f_o$

f_o = resonante frekwensie

4.2 Bandsperfilters

Bandsperfilters vorm 'n integrale deel van die navorsing en word breedvoerig bespreek. Figuur 4.3 toon die verwantskap aan tussen hoogdeurlaat- en bandsperfilters.

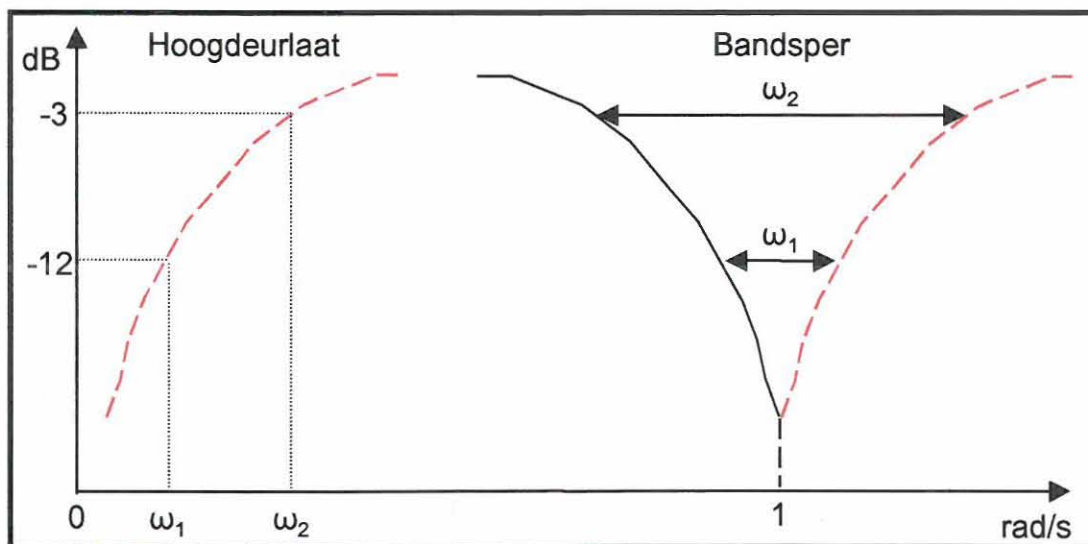


Fig. 4.3 Verwantskap tussen hoogdeurlaat- en bandsperfilters.

Die ontwerpprocedure vir smalband bandsperfilters is as volg [40, p. 2-16]:

- Skakel die bandsper behoefte om in terme van 'n genormaliseerde laagdeurlaat spesifikasie.
- Kies 'n laagdeurlaatfilter vanaf genormaliseerde kurwes wat voldoen aan die genormaliseerde behoeftes.
- Transformeer die genormaliseerde laagdeurlaat waardes na die verlangde bandsperfilter.

Die karakteristieke bandsperkurwe, soos in figuur 4.4, is simmetries en die verswakking by die resonante frekwensie is teoreties oneindig aangesien 'n hoogdeurlaatfilter se weergawe by gelykstroom getransformeer is na f_o .

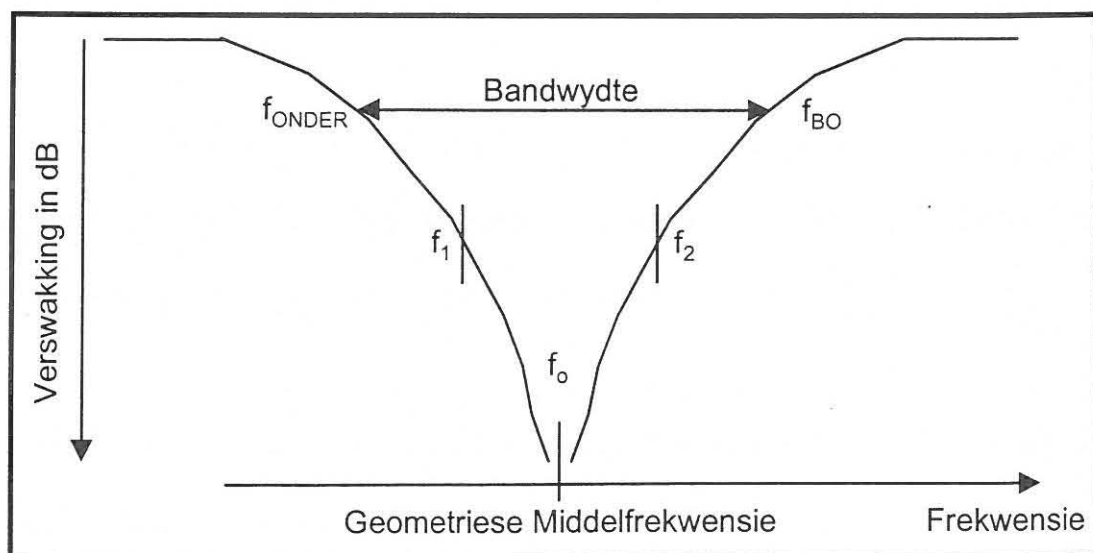


Fig. 4.4 Frekwensiekarakteristiek van 'n bandsperfilter.

Die geometriese middelfrekwensie word definieer as:

$$f_o = \sqrt{f_{bo} \div f_{onder}} \quad (4.3)$$

waar f_{bo} en f_{onder} die 3 dB afsnyfrekwensies is.

Meer algemeen word f_o as volg bereken:

$$f_o = \sqrt{f_1 \times f_2} \quad (4.4)$$

Die selektiwiteit (Q) van die filter word as volg bepaal:

$$Q = \frac{f_o}{\text{Bandwydte}} \quad (4.5)$$

Vir Q-waardes ≥ 10 neig die weergawe rondom f_o na simmetrie en dus is:

$$f_o = \frac{f_{onder} + f_{bo}}{2} \quad (4.6)$$

Wanneer twee frekwensies verswak moet word sal twee frekwensiepare voortspruit uit die berekening aangesien elke frekwensie 'n ooreenstemmende geometriese frekwensie het.

Die frekwensiepaar met die wydste skeiding moet gebruik word aangesien dit die strengste behoefte sal verteenwoordig.

'n Bandsperfilter se steilheidsfaktor (A_S) word as volg bereken:

$$A_S = \frac{\text{Wydte van deurlaatband}}{\text{Wydte van sperband}} \quad (4.7)$$

4.2.1 Elliptiese-funksie bandsperfilters

Daar is besluit om elliptiese-funksie filters in die projek te gebruik aangesien dit teoreties die steilste hellings vir 'n gegewe aantal pole moontlik maak [40, p. 2-71].

Elliptiese filters bevat pole en zero's en hul ligging bepaal die voorkoms van riffels in die deurlaatband. Berekenbare transmissie zero's in die sperband verklein die oorskakelingsgebied en so word uiters skerp afrol-eienskappe verkry.

Figuur 4.5 vergelyk tipiese karakteristieke van drie tipes laagdeurlaatfilters van die derde orde. Dit is welbekend dat die elliptiese filter die steilste afsnyhelling het vir 'n gegewe orde, vergeleke met Butterworth en Chebyshev [3, p. 1325].

Die zero's wat voorkom in die oordragfunksie van elliptiese filters dwing die frekwensie weergawe na zero by die afsnyfrekwensies [35, p. 2]. Verbeterde werkverrigting word verkry ten koste van terugslaglobbe in die sperband.

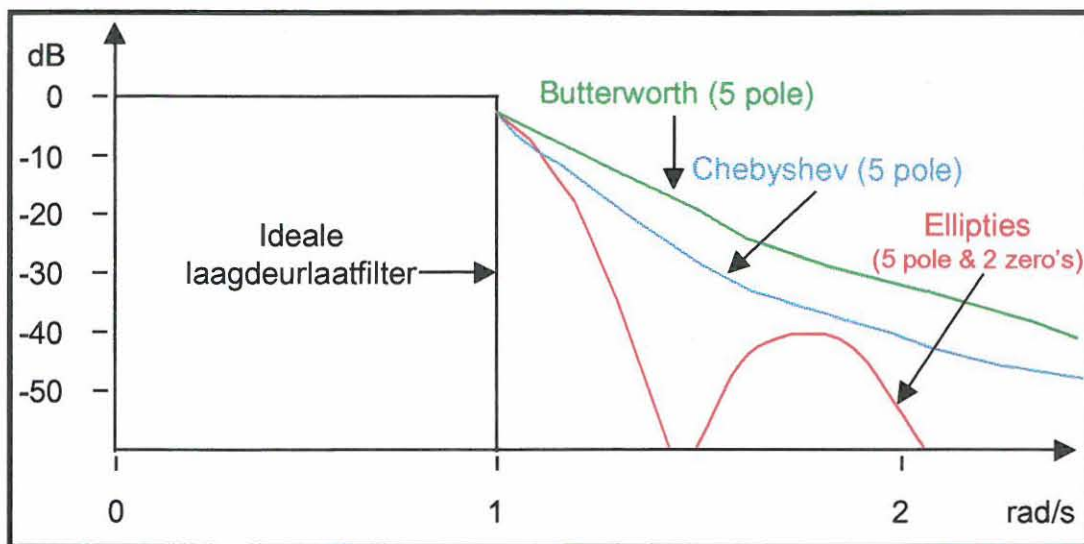


Fig. 4.5 Vergelyking tussen drie verskillende laagdeurlaatfilters.

Elliptiese filters is ook meer kompleks as filters met slegs pole, maar minder seksies word benodig. Die volgende terme wat van toepassing is op genormaliseerde laagdeurlaat elliptiese filters, word deur figuur 4.6 illustreer.

R_{dB} = rissel in die deurlaatband

A_{min} = minimum sperband verswakking in dB

Ω_s = laagste sperband frekwensie waar A_{min} voorkom

Die verswakking by 1 rad/s is gelyk aan die deurlaatband rissel. Die sperband se eerste zero kom net na Ω_s voor en is gelyk aan A_{min} . Die verswakking van elliptiese filters kan uitgedruk word as:

$$A_{dB} = 10 \cdot \text{Log} [1 + \epsilon^2 \cdot Z_n^2(\Omega)] \quad (4.8)$$

$$\text{Risselfaktor } (\epsilon) = \sqrt{10^x - 1} \quad (x = 0.1 \times R_{dB})$$

$Z_n(\Omega)$ = 'n elliptiese filter van die n'de orde

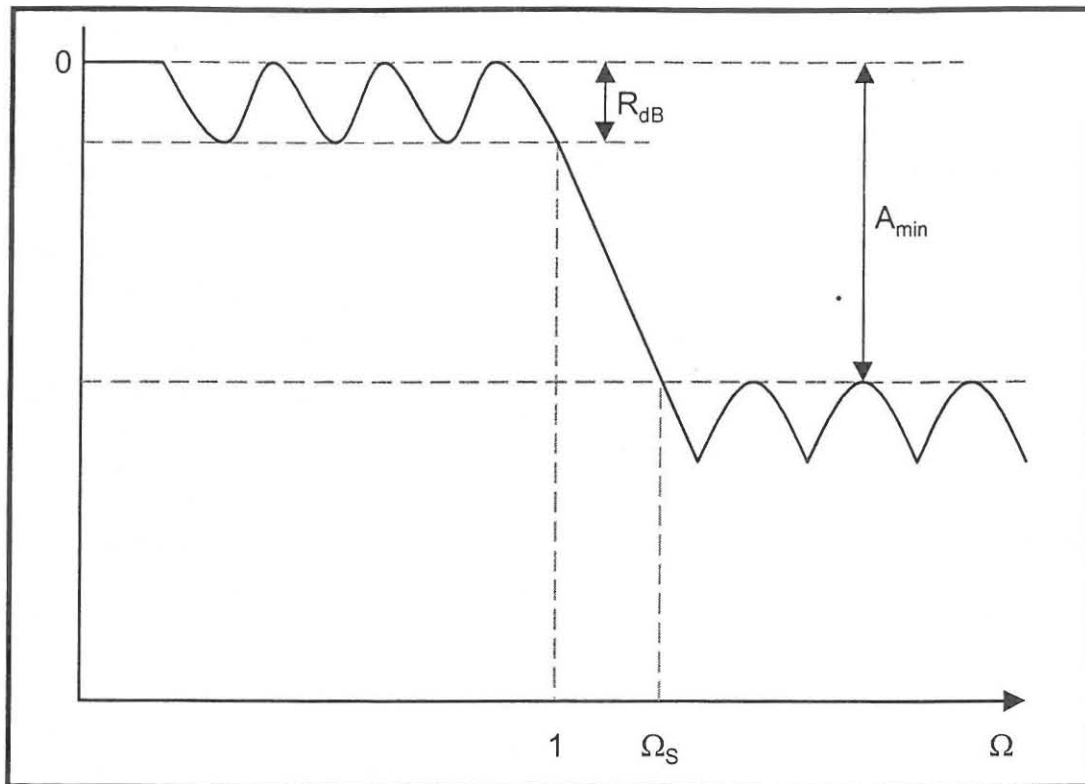


Fig. 4.6 Genormaliseerde elliptiese funksie laagdeurlaatfilter weergawe.

Elliptiese filters (ook bekend as Cauer filters) word algemeen geklassifiseer volgens die volgende konvensie:

C n ρ θ

C = Cauer

θ = modulêre hoek

n = Filter orde

ρ = weerkaatsingskoëffisiënt

Hoek θ bepaal die steilheidsfaktor van die filter en word definieer as:

$$\theta = \sin^{-1} \frac{1}{\Omega_s} \quad (4.9)$$

4.3 Magnetiese komponente

As grondslag vir die ontwerp van magnetiese filterkomponente was dit noodsaaklik om vertrouwd te raak met die volgende beginsels.

Magnetiese permeabiliteit (μ) word definieer as:

$$\mu = B \div H \quad (4.10)$$

waar B = magnetiese vloeddigtheid in gauss

en H = magnetiseringskrag in oersted

Permeabiliteit het nie 'n eenheid nie en is 'n verwysingswaarde wat aandui tot watter mate 'n materiaal 'n magnetiese vloed sal opwek vir 'n gegewe inset. Die magnetiseringskrag (H) word veroorsaak deur die stroomvloei in die windings en word as volg bepaal [40, p. 9-1]:

$$H = (4 \times \pi \times N \times I) \div (10 \times mL) \quad (4.11)$$

waar N = aantal windings

I = stroomsterkte in ampère

mL = gemene lengte van magnetiese baan (cm)

Die induktansie proporsionaliteit (L) word direk in henry uitgedruk [40, p. 9-2].

$$L = ((4 \times \pi \times N^2 \times \mu \times A) \div mL) \times 10^{-9} \quad (4.12)$$

waar,

A = die deursnee oppervlak van die spoel in cm^2 .

Die volgende waarneming rakende vergelyking 4.12 kan gemaak word:

- ☐ Die induktansie van 'n spoel is direk eweredig aan die permeabiliteit van die kernmateriaal.
- ☐ Wanneer 'n magnetiese kern binne-in 'n lugkernspoel geplaas word sal die induktansie toeneem in direkte verhouding tot die permeabiliteit van die materiaal.
- ☐ Die induktansie is eweredig aan N^2 .

Praktiese ervaring toon dat klein afwykings vanaf teoretiese bepalings voorkom en dit word toegeskryf aan nie-uniforme magnetiese bane sowel as lekvloed.

4.4 Ferrietkern induktor ontwerpe

Die telekommunikasiewese is lank reeds een van die belangrike gebruikers van ferriet materiale en ten spyte van negatiewe voorspellings word daar vandag nog 'n groeiende mark aangetref. Die belangrikste toepassing kom voor in filterinduktors asook puls- en aanpassingstransformators.

Die volgende ontwerp vereistes is van kardinale belang vir induktors wat in filterkringe aangewend gaan word [24, p. 27] :

- ☐ Goeie temperatuurstabiliteit
- ☐ Presiese induktansie waarde
- ☐ Hoë stabiliteit oor lang tydperke
- ☐ Lae verliese en 'n hoë Q-waarde

Ten spyte daarvan dat die P-kern die oudste ferriet kernvorm is, is dit vandag nog redelik in gebruik aangesien die geslote vorm uitstekende magnetiese afskerming bied [24, p. 27].

RM-kerne is later ontwikkel en vergeleke met P-kerne bied dit 'n meer ekonomiese benutting van die bord area (gevolglik met swakker afskerming).

Vir die navorsingsprojek was daar weens die volgende belangrike eienskappe besluit om van pot kerne gebruik te maak [18, p. 5.2].

- | | |
|---|--|
| <input type="checkbox"/> Lae koste | <input type="checkbox"/> Verstelbaarheid |
| <input type="checkbox"/> Kompakte ontwerp | <input type="checkbox"/> Verbeterde stabiliteit |
| <input type="checkbox"/> Uitstekende Afskerming | <input type="checkbox"/> Meganies eenvoudig |
| <input type="checkbox"/> Wye keuse van kerne | <input type="checkbox"/> Lae verliese en distorsie |

Daar is ongeveer nege verskillende kern groottes en vier tot twaalf ferriet grade vir elke grootte. Die grootte word bv. aangedui as 11/07 of 11×7 en beteken dat die platkant deursnee 11mm is en die hoogte van twee kern helftes saam is 7mm.

Tabel D.1 en D.2 van Bylae D, dui sommige kernspesifikasies aan. In figuur D.1 van Bylae D, word die verskillende gedeeltes van 'n ferriet P-kern aangetoon.

Ferriet vervaardigers voorsien heelwat inligting, maar dit is dikwels moeilik om die Q-faktor kurwes te verkry. Die Q-faktor is 'n aanduiding van die effek wat verskillende verliese het op die kringprestasie. Hierdie verliese is hoofsaaklik weens verliese van die kern, koper en kapasitansie.

Q-data stel realisties die werklike Q-waardes voor wat verkry sal word vanuit kring ontwerpe [18, p. 5.3].

Sonder die Q-kurwe spesifikasies kan optimum werking egter nie geredelik bereken word nie. Die gevolg hiervan is herhaalde en tydrowende induktor konstruksies om die optimum konfigurasie te vind.

Die kerne wat in hierdie navorsing gebruik is, is duur en moes ingevoer word vanuit die buiteland in hoeveelhede van 100. Daar was dus nie verskeie tipes kerne beskikbaar vir eksperimentering nie.

'n Verdere tekortkoming in die spesifikasies van sommige ferriet kern vervaardigers is dat die verandering in induktansie faktor, van 'n kern met 'n wentol wat nie vol gewen is nie, nie aangedui word nie.

4.5 Opsomming

Die funksie en uitleg van die intermodulasie toetsstel is bespreek en die verband tussen die verskillende modules is verduidelik. Voorts is daar besluit om die evaluering van kraglyndraerstelsels teen drie spesifieke frekwensiestrekke uit te voer.

Die presiese verwagtinge van die filter gedeelte van die toetsstel is uitgeklaar en die aanduidings is dat die verlangde resultaat verkry kan word met 'n bandsperfilter.

Aandag is gegee aan die belangrike begrippe rondom bandsperfilters ten einde hierdie belangrike faset deeglik verstaanbaar te maak. Weens sekere unieke eienskappe van elliptiese filters is daar besluit om gebruik te maak van hierdie tipe filter.

Induktors vorm 'n integrale deel van bandsperfilters. Die spesiale behoeftes van induktors vir die beplande filters is uitgelig en die besluit om van ferriet potkerne gebruik te maak is uiteengesit.

Ferriet materiale en derhalwe kerne, is 'n komplekse studieveld en verskeie belangrike eienskappe rakende hierdie kerne is oorweeg. Aspekte soos Q-faktor, koste, koperverliese en verspreide kapasitansie is as potensiële probleme uitgewys vir die wen van induktors op ferriet kerne.

HOOFSTUK 5

KONSTRUERING VAN DIE INTERMODULASIE TOETSSTEL

Die toetsstel bestaan uit drie filtermodules en drie impedansie modules. 'n KM7-II vrystaande Vero raam is gebruik om die modules in te monteer. Die raamhoogte is 3 U, die wydte is 60 HP en die kaartdiepte is 160 mm.

Die wydte van die lasimpedansie is 14 HP terwyl die filter 6 HP is. Die filter en impedansie modules pas in die raam deur middel van glyspore. Die modules word afgerond met 'n aluminium vooraansig. Figuur 5.1 toon die toetsstel se vooraansig.

5.1 Die konstruksie van die toetsstel

Die verskillende frekwensies wat gebruik is vir die ontwerp van die toetsstel spruit uit die werkbare frekwensieband (40 kHz tot 500 kHz) van kraglyndraerstelsels. 'n Eweredige frekwensie verdeling het gelei tot die identifisering van drie frekwensie strekke waarin evaluering plaasgevind het, naamlik:

- | | | | |
|---------------|---|---------------------|------|
| 1) Sendband 1 | ➡ | 160 kHz tot 164 kHz | (F1) |
| 2) Sendband 2 | ➡ | 260 kHz tot 264 kHz | (F2) |
| 3) Sendband 3 | ➡ | 360 kHz tot 364 kHz | (F3) |

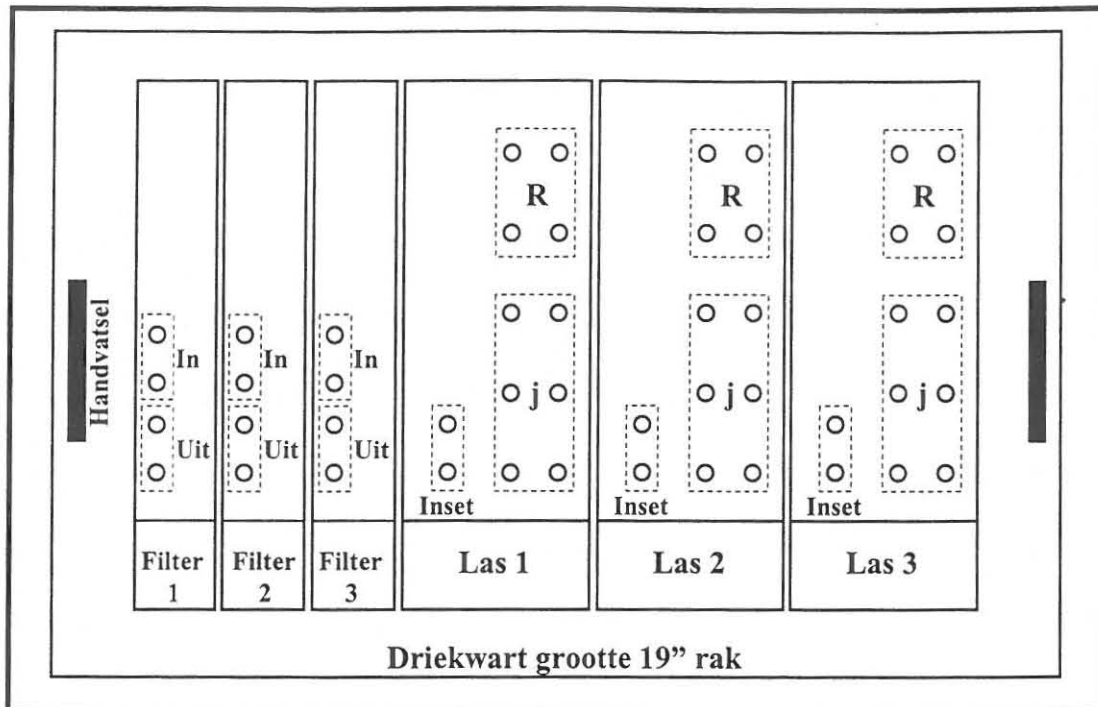


Fig. 5.1 Vooraansig van toetsstel.

Die ontvangsband kan bo of onder die sendband wees aangesien een van die derde orde intermodulasieprodukte altyd in die ontvangsband sal wees.

5.2 Ontwerp van die filtermodules

Figuur 5.3 (a-g) en figure E.1 (a-c) tot E.11 (a-c) van Bylae E, toon die teoretiese ontwerp van vyfde orde elliptiese bandsperfilters met inset/uitsetimpedansies van 50 ohm, 75 ohm, 150 ohm en 2k ohm. Die Turbo Pascal sagteware wat vir die filterontwerpe gebruik is, word in paragraaf 5.4 bespreek. Die filter se gesimuleerde kenkromme word deur "g" aangedui in figuur 5.3 en deur "c" vir figure E.1 tot E.11. Die kringanaliseerprogram, MICRO-CAP III, is gebruik om die verwagte karakteristieke uit te stip.

Die “c tot f” gedeeltes is net in figuur 5.3 getoon om herhaling te voorkom. Die verskillende inset/uitset impedansies is gebruik sodat die impedansiewaarde wat die mees haalbare komponent waardes lewer, bepaal kon word.

Die induktansie waarde van die sjunt induktors was baie laag en prakties moeilik om te konstrueer. Dit was verder ook moeilik om sjunt kapasitors van die verlangde waardes te bekom. Deur van ‘n getapte induktor tegniek gebruik te maak kon die kapasitor waarde konstant gehou word op ‘n vooraf gekose waarde terwyl die totale induktor waarde ooreenkomstig aangepas is. Figuur 5.2 toon die transformering na ‘n getapte induktor aan.

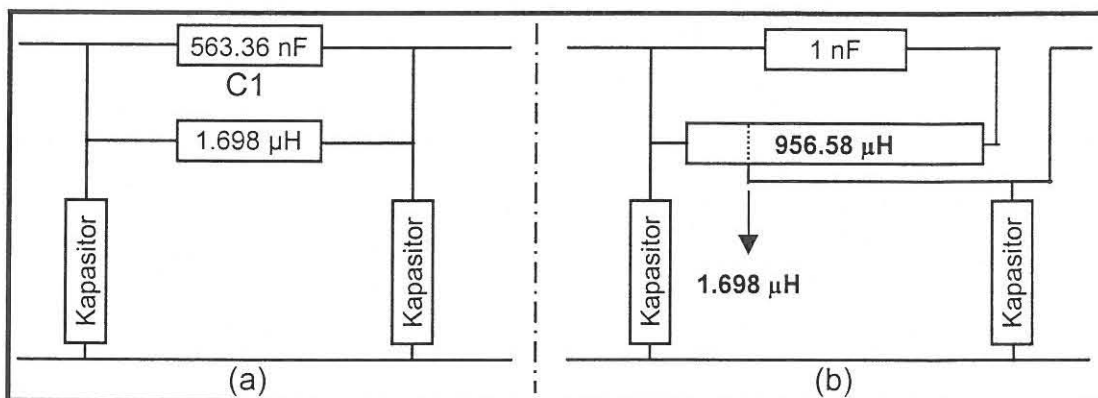


Fig. 5.2 Toepassing van ‘n getapte induktor by ‘n elliptiese laagdeurlaatfilter:
(a) filter seksie; (b) getapte induktor.

Ten einde die waarde van die resoneer kapasitor (C_1) te verlaag na 1 nF moet die totale induktansie verhoog met ‘n faktor van $(563.36 \div 1)$ [40, p. 8-2]. Die tappunt by figuur 5.2 is by die oorspronklike induktansie waarde van 1.698 μ H.

EERSTE FREKWENSIE – 50 OHM

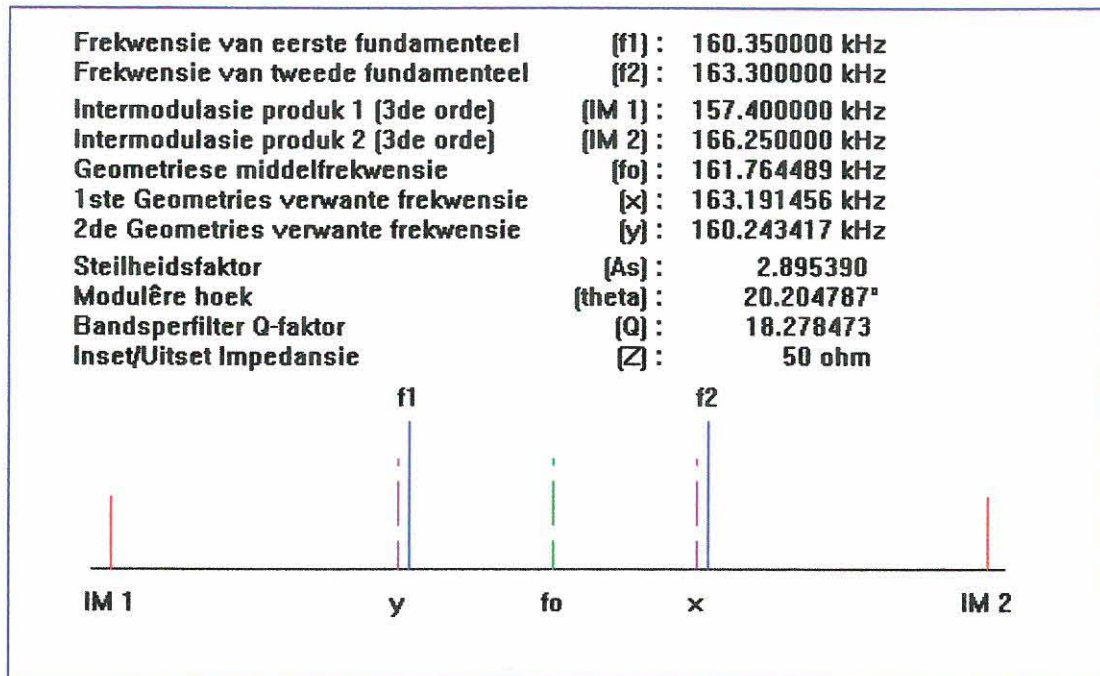


Fig. 5.3 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F1 – 50 ohm).

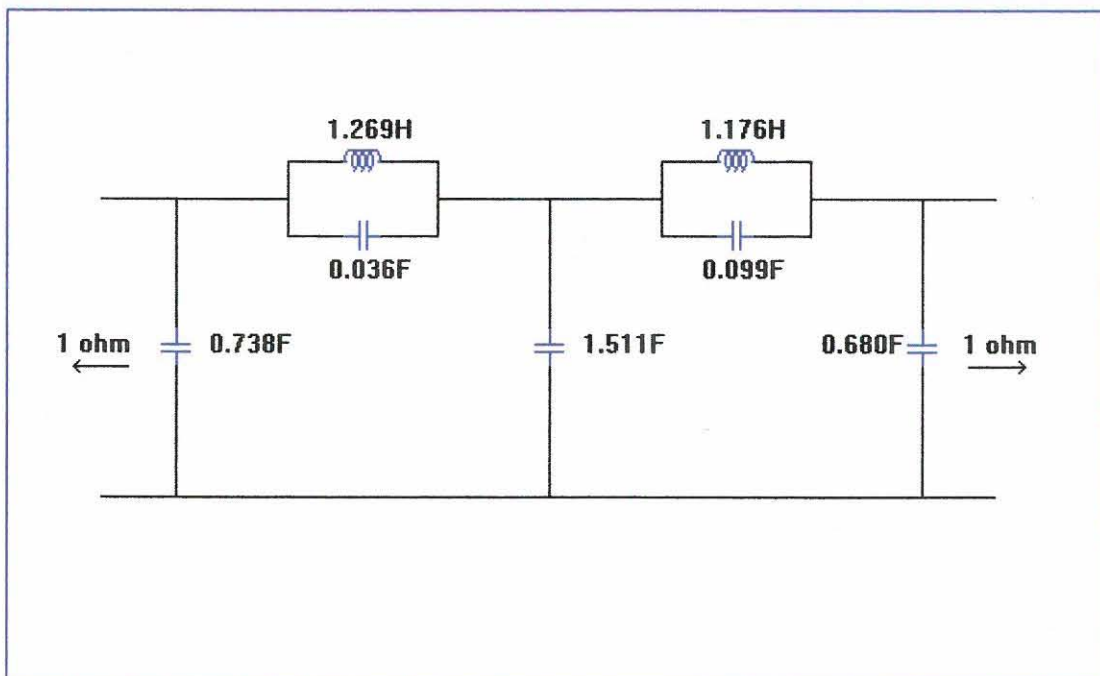


Fig. 5.3 (b) Genormaliseerde laagdeurlaatfilter.

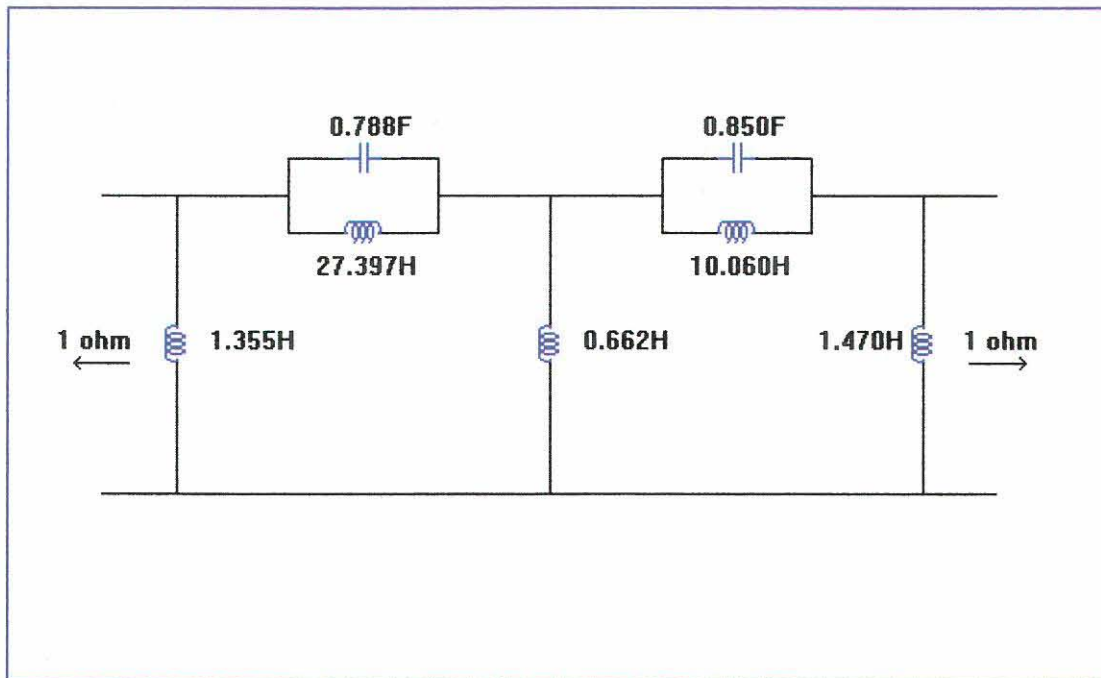


Fig. 5.3 (c) Genormaliseerde hoogdeurlaatfilter.

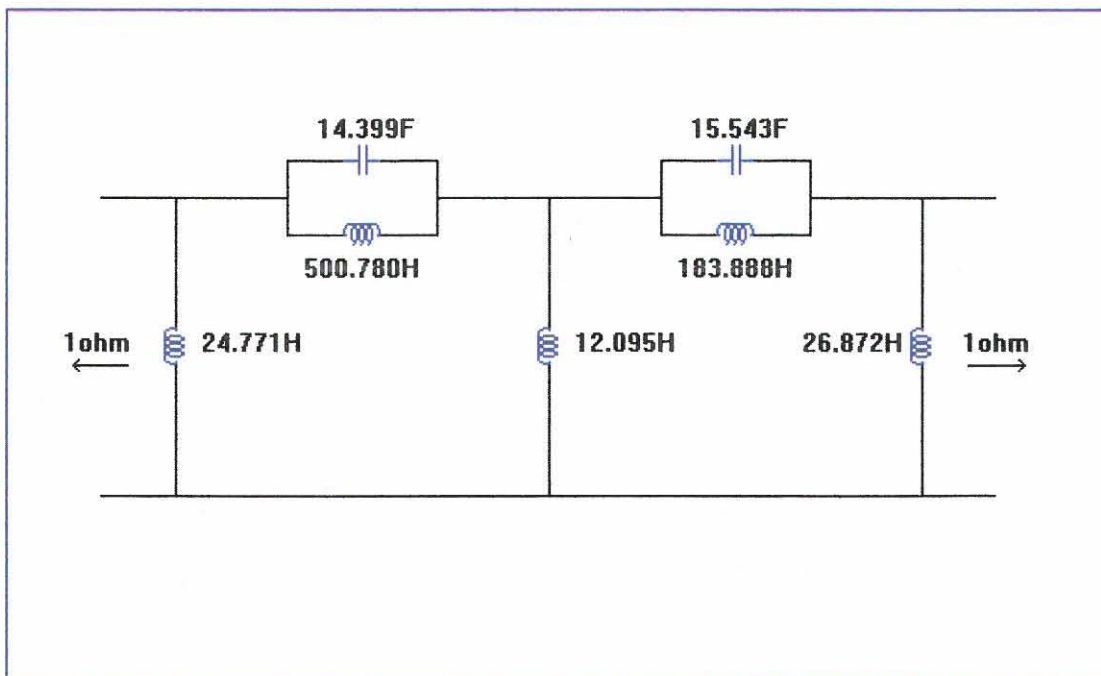


Fig. 5.3 (d) Genormaliseerde hoogdeurlaatfilter geskaleer met Q.

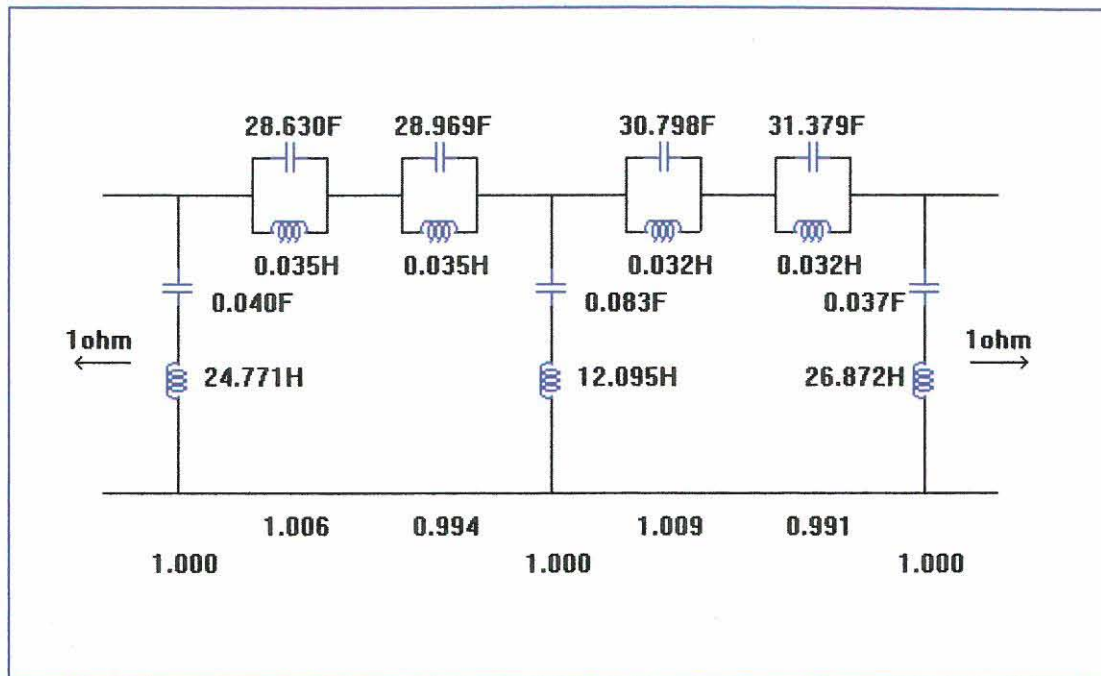


Fig. 5.3 (e) Getransformeerde Tipe III bandsperfilter.

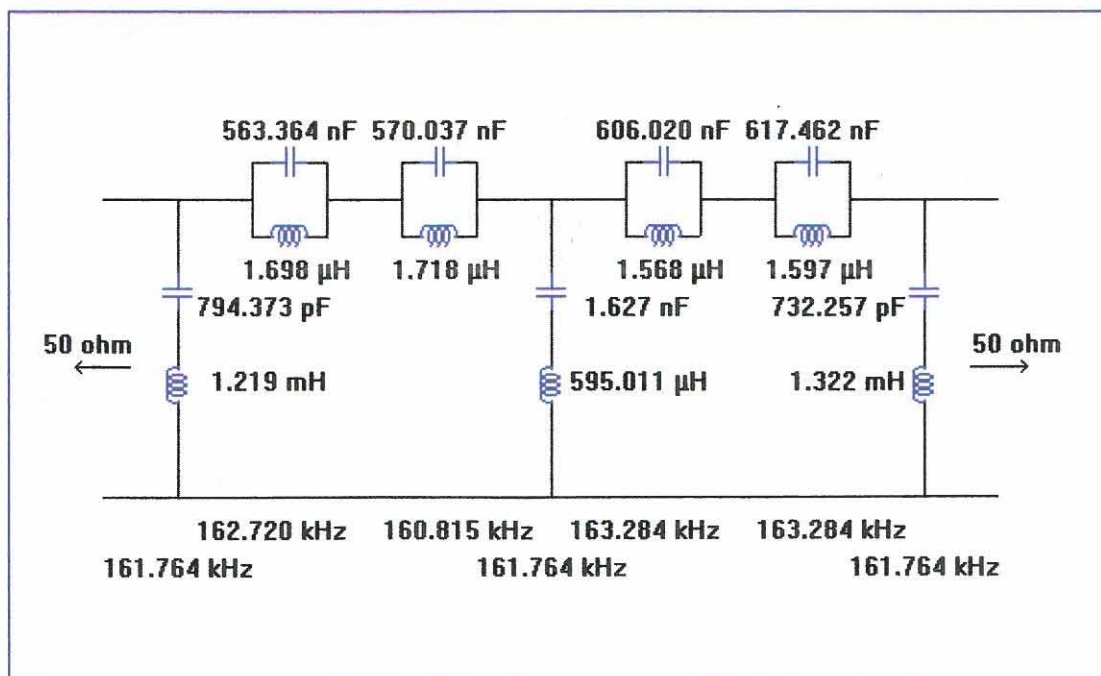


Fig. 5.3 (f) Geskaleerde bandsperfilter.

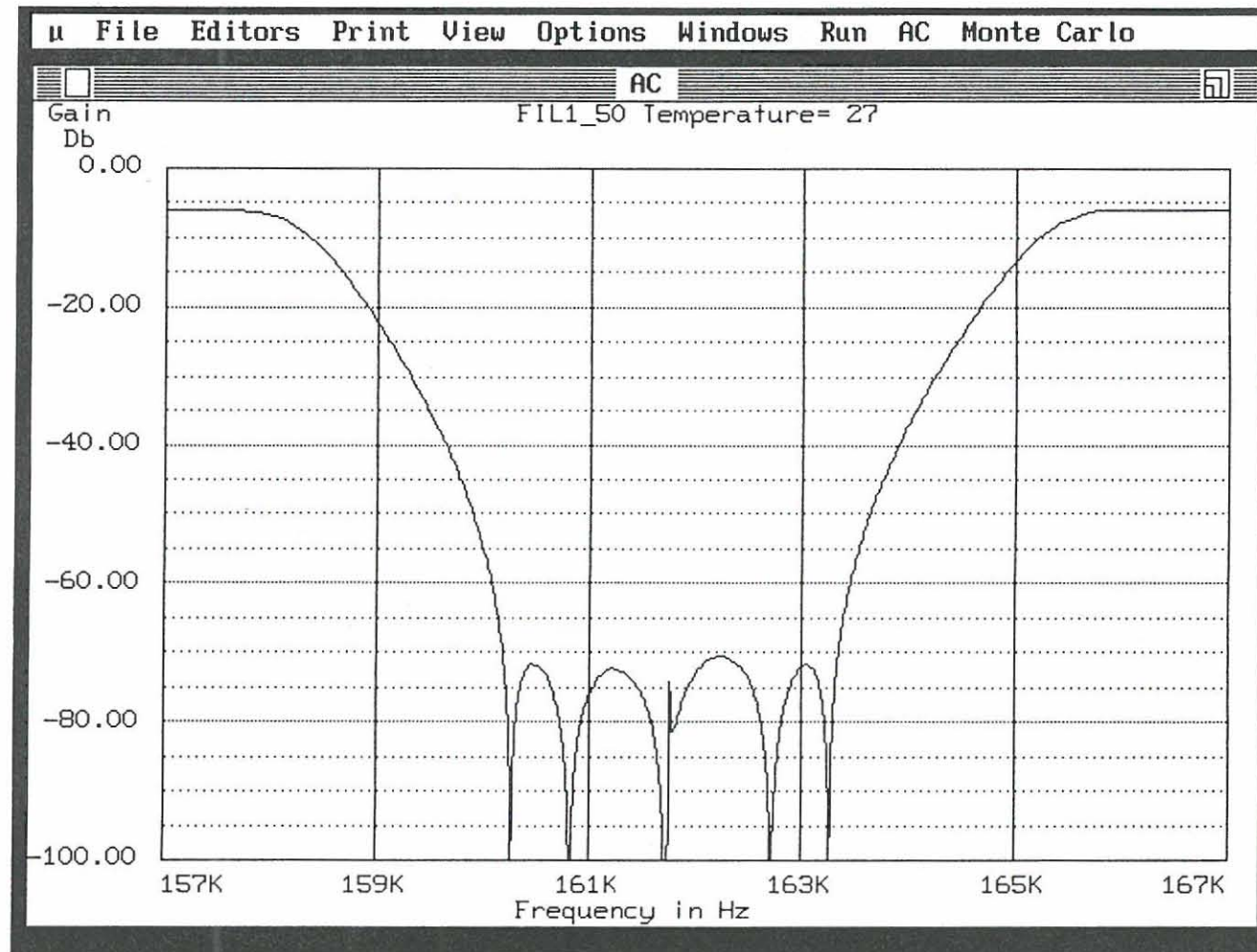


Fig. 5.3 (g) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 160 - 164 kHz band.

Tabel 5.1 [40, p. 11-78] toon die genormaliseerde filter element waardes van 'n vyfde orde elliptiese filter met die volgende eienskappe. Die waarde van A_{min} wissel tussen 167.86 dB teen 2 grade tot 49.22 dB teen 30 grade.

□ 5% rissel in die sperband

□ Theta waardes vanaf 2° tot 30°

Hierdie waardes is ideaal vir die beplande filters en is dus met al die ontwerpe gebruik.

5.2.1 Presiese induktor ontwerp

Tabelle 5.2 en 5.3 sowel as E.1 tot E.9 van Bylae E, dui die induktor detail van die finale filters aan. Hierdie windingstabelle is uiters belangrik aangesien dit die finale inligting voorsien in die bepaling van die haalbaarheid van die beplande filter en sy komponente. Daar is agt verskillende draaddiktes (AWG) bepaal vir die induktors. In die soeke na 'n lae wisselstroom weerstand is dit bevind dat dikker draad nie noodwendig minder weerstand bied nie [11, p. 30].

Ferroxcube, SEI Magnetic Components, Magnetics en Philips Components is as ferriet vervaardigers oorweeg. Beskikbaarheid, koste en kundigheid van voorraad het Philips se produk uitgesonder vir hierdie navorsing. Die 11×7 en 26×16 kerngroottes is aangekoop. Die Philips katalogus het egter nie Q-kurwes of A_L -afname inligting bevat nie en hierdie tekortkoming het die konstruksie van die induktors bemoeilik.

Tabel 5.1 Elliptiese-Funksie LC Elemente [40, p. 11-78].

$K^2 = 1.0$							
Theta	C_1	C_2	L_2	C_3	C_4	L_4	C_5
C	0.7664	0.0000	1.3100	1.5880	0.0000	1.3100	0.7664
2.0	0.7661	0.0003	1.3099	1.5877	0.0008	1.3091	0.7656
3.0	0.7658	0.0007	1.3095	1.5868	0.0018	1.3075	0.7646
4.0	0.7654	0.0012	1.3088	1.5855	0.0033	1.3054	0.7633
5.0	0.7648	0.0020	1.3080	1.5839	0.0052	1.3026	0.7615
6.0	0.7641	0.0029	1.3070	1.5820	0.0076	1.2993	0.7594
7.0	0.7632	0.0039	1.3058	1.5796	0.0103	1.2953	0.7569
8.0	0.7623	0.0051	1.3044	1.5770	0.0135	1.2907	0.7540
9.0	0.7612	0.0065	1.3028	1.5739	0.0172	1.2855	0.7507
10.0	0.7600	0.0080	1.3011	1.5706	0.0213	1.2797	0.7470
11.0	0.7586	0.0098	1.2991	1.5669	0.0259	1.2733	0.7429
12.0	0.7572	0.0116	1.2970	1.5628	0.0309	1.2663	0.7384
13.0	0.7556	0.0137	1.2947	1.5584	0.0364	1.2586	0.7335
14.0	0.7538	0.0159	1.2922	1.5536	0.0424	1.2504	0.7283
15.0	0.7519	0.0183	1.2895	1.5485	0.0489	1.2416	0.7226
16.0	0.7499	0.0209	1.2866	1.5431	0.0559	1.2321	0.7165
17.0	0.7478	0.0236	1.2836	1.5374	0.0635	1.2221	0.7101
18.0	0.7455	0.0266	1.2803	1.5313	0.0716	1.2115	0.7032
19.0	0.7431	0.0297	1.2768	1.5249	0.0802	1.2002	0.6959
20.0	0.7406	0.0330	1.2732	1.5182	0.0895	1.1884	0.6883
21.0	0.7379	0.0365	1.2694	1.5112	0.0994	1.1760	0.6802
22.0	0.7350	0.0402	1.2653	1.5038	0.1099	1.1630	0.6717
23.0	0.7321	0.0441	1.2611	1.4962	0.1210	1.1494	0.6628
24.0	0.7290	0.0482	1.2567	1.4882	0.1329	1.1353	0.6534
25.0	0.7257	0.0524	1.2520	1.4800	0.1454	1.1205	0.6437
26.0	0.7223	0.0569	1.2472	1.4715	0.1588	1.1052	0.6335
27.0	0.7187	0.0617	1.2421	1.4627	0.1729	1.0893	0.6229
28.0	0.7150	0.0666	1.2369	1.4537	0.1879	1.0729	0.6118
29.0	0.7112	0.0718	1.2314	1.4444	0.2038	1.0559	0.6003
30.0	0.7072	0.0772	1.2257	1.4348	0.2206	1.0383	0.5884

Tabel 5.2 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 50 ohm filter met 'n f_o van 161.76 kHz.

SERIE INDUKTORDATA VIR FIG. 5.2 (f)									
Induktor In mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
1.219	100	2616	10	27	25/41	107.75	200	100.23	107.62
0.595011	100	2616	10	27	25/41	75.28	200	99.28	75.55
1.322	100	2616	10	27	25/41	112.21	200	100.23	112.08

Kerngrootte is 11/07.

Tabel 5.3 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 50 ohm filter met 'n f_o van 161.76 kHz.

SJUNT INDUKTORDATA VIR FIG. 5.2 (f)												
Induktor in μ H	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. In nF	Hoof induktor in μ H	Sub induktor in μ H	Primêre windings	Sekondêre windings
1.6980	63	10	34	5/41	108	66	376.80	1	639.7979	1.6980	96.08	5.07
1.7180	63	10	34	5/41	108	65.8	378.78	1	650.7509	1.7180	97.05	5.10
1.5680	63	10	34	5/41	108	65.3	406.09	1	636.7538	1.5680	96.37	4.87
1.5970	63	10	34	5/41	108	65	409.50	1	653.9779	1.5970	97.89	4.91

Kerngrootte is 11/07.

5.2.2 Montering van kern helftes

Ferriet word verkry deur ysteroksied te vermeng met 'n karbonaat van mangaan, nikkel of magnesium. Die keramiekstruktuur wat so gevorm word is uiters bros en moet sorgsaam hanteer word.

Tydens die konstruksie van induktors in die mikrohenry gebied is daar gevind dat die wen van induktors met sulke lae waardes baie praktiese probleme oplewer. Die 11×7 kerne is moeilik hanteerbaar en wanneer die metaaljukkies saamgedruk word, is dit baie maklik om te veel drukking toe te pas. Die jukkies maak 'n klikgeluid wanneer dit inhak. Dit klink egter soortgelyk indien die kern sou kraak as gevolg van die toepassing van te veel saampersing.

Waarneming het getoon dat dit meestal die onderste helfte van 'n kern is wat kraak en vanweë die monterebasis kan so 'n kraak nie gesien word nie. Daar kan dus nie altyd met sekerheid bepaal word of die kern gekraak het en of dit net die jukkies was wat ingehaak het nie.

Die volgende prosedure is gebruik vir die draai van lae induktansie waardes ($\leq 100 \mu\text{H}$):

- Draai die berekende aantal windings op die wenspoel en laat $\pm 10\text{cm}$ ekstra draad toe. Bevestig die windings m.b.v. teflon kleefband en skraap die isolasie af op die punte.

- ☐ Plaas die isoleringswasser in die onderste kern helfte en plaas dan die wenspoel op die wasser.
- ☐ Vermy deurentyd kontak met die voegvlak tussen die kern helftes.
- ☐ Plaas die boonste helfte in posisie en druk die twee helftes op mekaar met 'n houtwaspen.
- ☐ Meet die induktansie en indien die lesing aandui dat die verlangde waarde m.b.v. die stelstuk bereik kan word, kan die jukkie en monteerbasis die konstruksie voltooi. Die geleier word met 'n dun isolerende pypie beskerm alvorens dit aan die soldeerpenneetjie verbind word.
- ☐ Indien die lesing te hoog is moet die windings met 'n halwe draai per keer afgewen word. Indien die lesing te laag sou wees moet 'n halwe draai per keer bygewen word.
- ☐ Na die volledige konstruksieproses moet die waarde weer gemeet word en as die waarde merkbaar hoër is as aanvanklik, dui dit heel waarskynlik op 'n gekraakte kern.

5.3 Haalbare induktor waardes

Deur die windingsdata (soos bv. Tabele 5.2 en 5.3) te gebruik is dit moontlik om te bepaal of die volgende punte in die konstruksieproses sinvol bevredig is:

- ☐ Is die wentol vol gewen?
- ☐ Is die wentolkapasiteit voldoende?
- ☐ Is die kern instemstelstuk voldoende?
- ☐ Is die effektiewe induktansiefaktor bevredigend?

Indien enige van die bostaande punte nie positief bereik kon word nie het die navorser die volgende punte gebruik om 'n finale besluit te maak oor die haalbaarheid van die bandsper filters.

- ☐ Is die probleem prakties oorkombaar
- ☐ Is enige verdere ontwikkeling nodig
- ☐ Is dit kostegewys geregverdig om voort te gaan

5.4 Filter ontwerp sagteware

Die ontwerp is gedoen deur gebruik te maak van 'n Turbo Pascal program wat spesiaal vir die ontwerp van vyfde-orde elliptiese bandsperfilters ontwikkel is. Die sagteware word in Bylae E voorsien.

Die Windows aanpasbare sagtewarepakket bestaan uit tien lêers en die uitvoerlêer is Elipfilt.exe. Die program begin met 'n standaard venster wat die gebruiker toelaat om nuwe data in te lees. Die vyf hoofde met hul onderafdelings sien as volg daar uit:

<u>F</u> ilter	<u>K</u> opie	<u>D</u> ata
<u>N</u> uut		<u>F</u> rekwensie
<u>L</u> ees		<u>K</u> omponente
<u>S</u> toor		<u>I</u> nset/Uitset
Stoor <u>A</u> s		
<u>E</u> indig		
<u>V</u> ertoon	<u>P</u> rogram	
<u>F</u> rekwensie Spektrum		
Genormaliseerde <u>L</u> ae deurlaat		
Genormaliseerde <u>H</u> oë deurlaat		
Genormaliseerde Hoë deurlaat (<u>Q</u>)		
Getransformeerde <u>B</u> andsper		
Geskaleerde Bandsper		

Die "Kopie" hoof plaas die skerm inhoud op die klipbord. Aandag word nou aan die "Data" hoof gewy aangesien die ander hoofde selfverduidelikend is.

Frekwensie

Hier moet die gebruiker die twee fundamentele frekwensiewaardes (in kHz) invul. Die laagste frekwensie is f_1 . Vir hierdie projek is die aangewese waardes vir f_1 en f_2 as volg:

	f_1	f_2
Filter 1	160.35	163.30
Filter 2	260.35	263.30
Filter 3	360.35	363.30

Die program bereken die steilheidsfaktor, modulêre hoek, drie geometriese frekwensies asook die frekwensie van die 3de orde intermodulasieprodukte.

Komponente

Hier moet genormaliseerde komponentwaardes ingevul word deur gebruik te maak van standaard genormaliseerde filter ontwerp tabelle. Die modulêre hoek wat hierbo bereken is word gebruik om die komponentwaardes vanaf Tabel 5.1 te lees. In hierdie navorsing is daar in elke geval afgerond tot by die volgende volgetal modulêre hoek. Daar is vyf kapasitor en twee induktor waardes wat ingevul moet word.

Inset/Uitset Impedansie

Die ohm waarde wat hier ingevoer word verteenwoordig die inset/uitset impedansie van die filter. Die waardes wat vir hierdie projek gebruik is beloop 50, 75, 150 en 2k ohm. Veranderinge aan hierdie waarde is eers sigbaar in die "Geskaleerde Bandsper" venster.

5.5 Konstruksie van die lasimpedansie

Elkeen van die drie lasimpedansies se resistiewe deel bestaan uit Arcol HS50 weerstande wat op 'n Fischer Elektronik SK124 hitteput monteer is. Die termiese weerstand van die hitteput is 0.75 K/W wat genoegsaam is om die weerstande te beskerm. Elke las bestaan uit ses weerstande waarvan die totale weerstand selekteerbaar is vir 50 ohm, 78 ohm of 128 ohm.

Verder bestaan elke las ook uit 'n Newport 1200 reeks (aksiale) induktor kombinasie om induktiewe reaktansies van naastenby 17 ohm, 34 ohm en 51 ohm teen die betrokke geometriese frekwensies te lewer. Die resistiewe en reaktiewe waardes kan in verskillende kombinasies aangewend word wat met die aangeduide waardes veldtoestande simuleer.

Figure 5.4, 5.5 en 5.6 toon die koppeling tussen die resistors en induktors van die lasimpedansies.

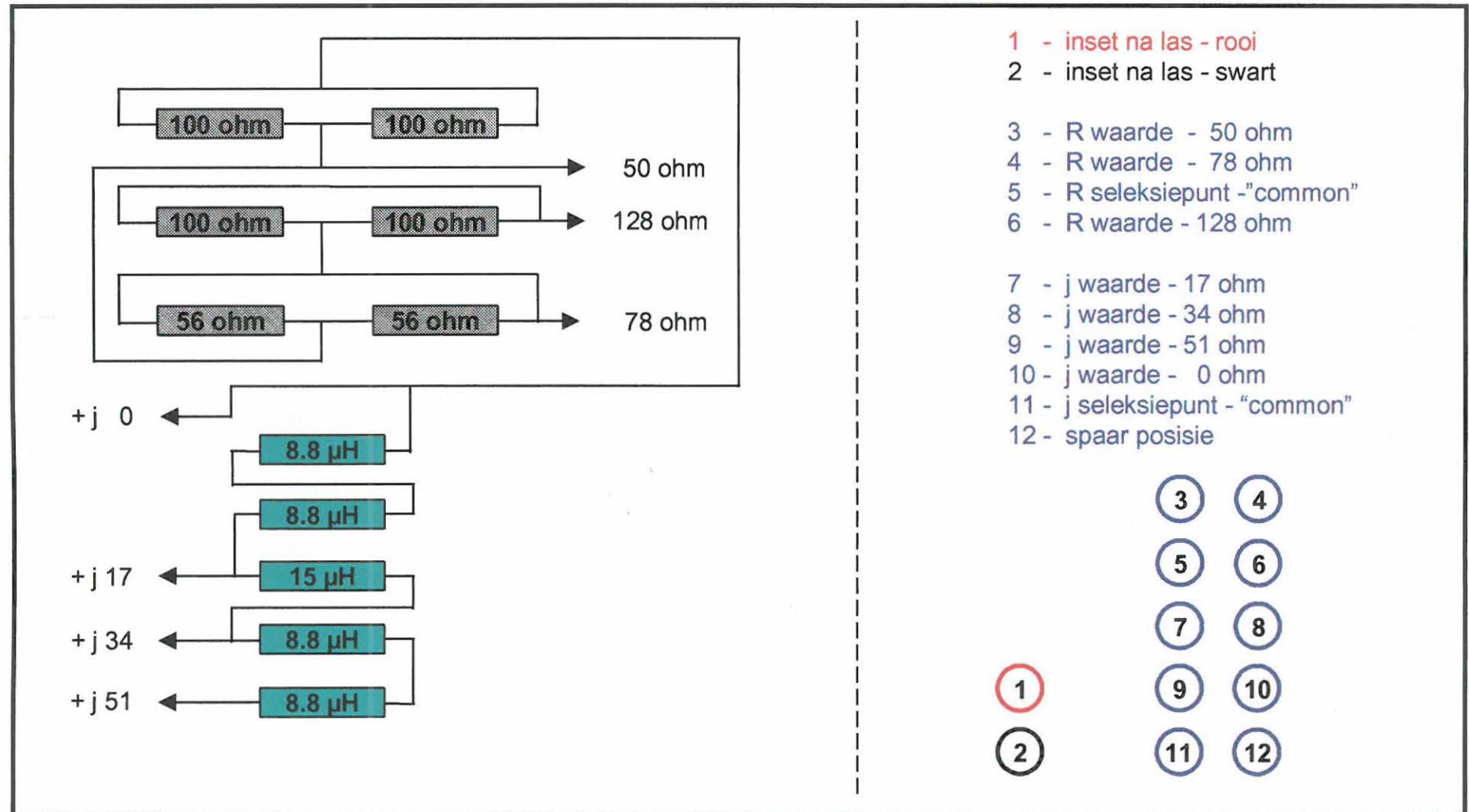


Fig. 5.4 Skematiese en paneeluitleg van las 1.

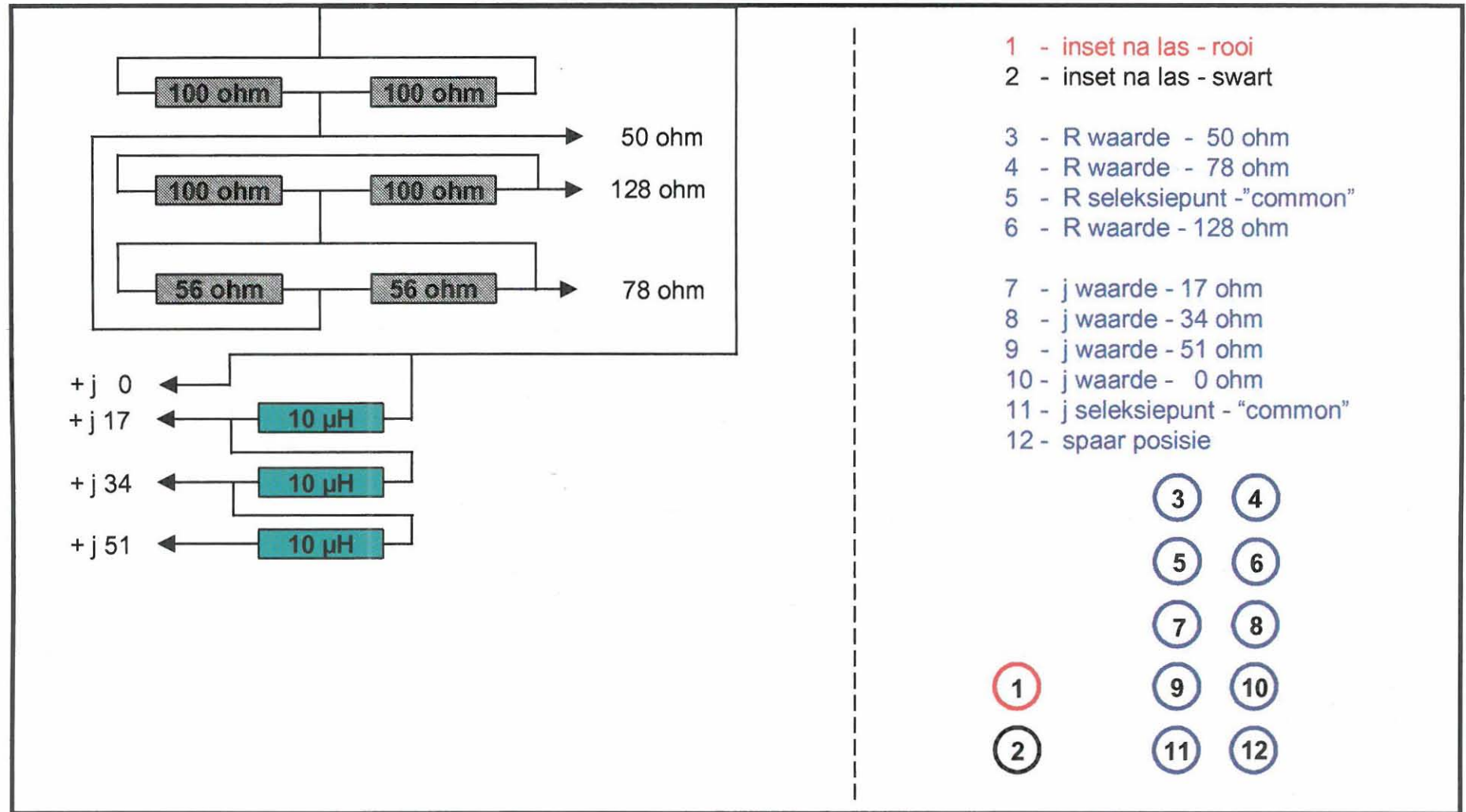


Fig. 5.5 Skematiese en paneeluitleg van las 2.

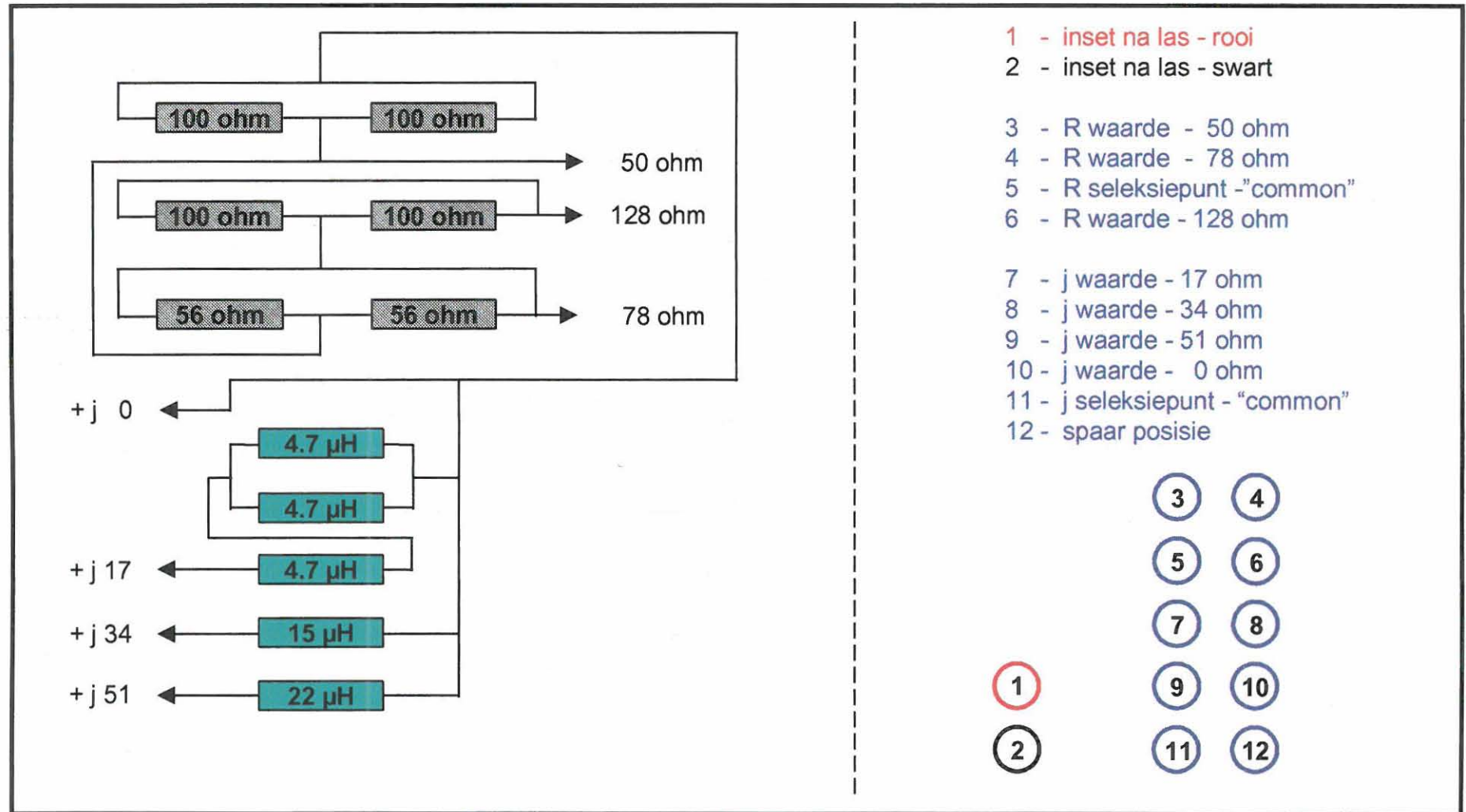


Fig. 5.6 Skematiese en paneeluitleg van las 3.

5.6 Opsomming

Die teoretiese ontwerpe van verskillende bandsperfilters asook die gesimuleerde frekwensieweergawe van elke filter is in skematiese vorm weergegee. Verskillende filter impedansies is gebruik ten einde die filter impedansie te vind wat die mees haalbare induktor- en kapasitorwaardes lewer. 'n Spesiale tegniek is bespreek waarmee lae induktor waardes aangepas kan word ten einde meer realiseerbare ontwerpe te lewer.

Die verskillende induktors, wat voortgevloei het uit die verskillende filter berekeninge, is voorts in detail ontwerp. Verskeie soorte ferriet kerne is oorweeg en daar is besluit om van Philips potkerne gebruik te maak. Die basiese tegniek waarmee die induktors gewen is, is bespreek. In die sjunt takke was die kleinste induktorwaarde 315.035 nH en die grootste 68.73 μ H. Die grootste en kleinste waardes verskil dus met 'n faktor van meer as 200. Tabel 5.4 toon die res van die verskille in komponent waardes aan.

Tabel 5.4 Verhouding tussen kleinste en grootste komponentwaardes.

Komponent	Kleinste waarde	Grootste waarde	Verhouding
Serie Induktor	595.011 μ H	52.877 mH	1:88
Serie kapasitor	3.66 pF	1.627 nF	1:444
Sjunt Induktor	315.035 nH	68.73 μ H	1:218
Sjunt Kapasitor	14.084 nF	615.243 nF	1:43

Uit die verskillende ontwerpe kon die volgende waarnemings gemaak word:

- ☐ Vir 'n gegewe frekwensieband verhoog die waarde van die serie induktor gunstig vir 'n verhoging in filter impedansie terwyl die waarde van die serie kapasitor ongunstig verlaag.
- ☐ Vir 'n gegewe frekwensieband verhoog die waarde van die sjunt induktor gunstig vir 'n verhoging in filter impedansie terwyl die waarde van die sjunt kapasitor ongunstig verlaag.

In die lig van die twee waarnemings, asook vanuit uitgebreide simulaties, het die verskillende filter ontwerpe gelei tot 'n finale besluit om die inset- en uitsetimpedansies van die bandsperfilters gelyk aan 75 ohm te stel.

Die windingsdata van die verskillende induktors is in diepte bestudeer om hul haalbaarheid te bepaal. Heelwat praktiese probleme en waarnemings het hier te voorskyn gekom en die mees belangrike is as volg:

- ☐ Agt verskillende koperdraad diktes is nodig om die wentolle van al die induktors so vol as moontlik te wen.

Dit was wel moontlik om die verskillende wendraad te verkry, maar heelwat vermorsing vind plaas aangesien klein tolle nie algemeen beskikbaar is nie. Goeie gehalte draad kon ook nie deurlopend verkry word nie. Die laer graad draad se isolasiedikte is nie volgens spesifikasie nie.

- Die getapte induktor tegniek het nie die induktorwaardes genoegsaam verbeter nie en die tappunte se waardes kon byna nooit tot by die ontwerpwaarde gebring word nie.

Die tappunt vorm 'n klein deel van 'n groter induktor wat ook 'n sekere waarde moet aanneem. Wanneer die kern stelstuk gedraai word om die groter induktor tot by die ontwerpde waarde te kry, word die waarde van die tappunt verander. Die aantal draaie tot die tappunt bereik word is soms so laag dat die draad in die helfte van die wentol se wenas, die wenas moet verlaat om aan 'n terminaalpennetjie verbind te word.

- Weens die onvermoë van die windingsmasjien om akkuraat te wen, is sommige wentolle oorvol gewen.

Die handaangedrewe windingsmasjien kan nie elke winding presies langs die vorige winding wen nie. Windings kruis later en laat verdikkings ontstaan. Wentolle wat byna vol bereken is, raak nou inderwaarheid oorvol en dit verhoed dat die kern rondom die wenspoel pas. Die gebruik van 'n moderne akkurate windingsmasjien word aanbeveel wanneer hoë akkuraatheid induktors gewen word.

Laastens is die konstruksie van die lasimpedansies hanteer en die verskillende Arcol weerstande en Newport induktors wat gebruik is, is saam met die selekteerpaneel van die lasimpedansie vertoon.

HOOFSTUK 6

GEMETE INTERMODULASIE PRODUKTE BY KRAGLYNDRAER STELSELS

Verskeie derde orde intermodulasieprodukmetings is uitgevoer deur die verskillende stelsels, soos genoem in paragraaf 1.1.1, aan verskillende lasimpedansies te koppel. Aangesien derde orde intermodulasieprodukte se evaluering die invoer van slegs twee seine dikteer moes die loodsseine van die draerstelsels eers verwyder word.

Die ossiloskoop is gebruik om te verseker dat die insetseine die korrekte "Peak Envelope Power" verteenwoordig. 'n Korreksiefaktor is gebruik om die ware lesing te verkry vir die gevalle waar die lasimpedansie en die seinvlakmeterimpedansie nie ooreenkom nie. Die korreksiefaktor (KF) word as volg bereken [26, p. 9]:

$$KF = 10 \cdot \text{Log} \frac{Z_M}{Z_L} \quad (6.1)$$

waar, Z_M = Verwysingsimpedansie van instrument

en Z_L = Impedansie van kring wat gemeet word

Indien die antwoord van vergelyking 6.1 negatief is moet KF afgetrek word van die meterlesing en indien KF positief is moet dit by die meterlesing getel word.

Die meetproses is onderverdeel in twee prosedures. In die eerste geval is die hibriednetwerk met elke lasimpedansie optimaal ingestel voordat metings geneem is. Tabele 6.1 tot 6.5 toon hoedat die intermodulasieprodukte toeneem met verhogings in die insetsein. Tabele F.1 tot F.7 van Bylae F toon verdere resultate in hierdie verband.

In die tweede geval is die hibriednetwerk slegs ingestel vir 'n $75 + j.0$ ohm (ideale geval) impedansie voordat dit aan die toets impedansie verbind is. Tabele F.8 tot F.12 toon die gedrag aan van derde orde intermodulasieprodukte vir wanaangepaste kraglyndraerstelsels.

Tabel 6.1 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 0 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 10 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $50 + j 0 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $50 + j 0 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 160 kHz tot 164 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie-produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie-produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
5	36.99	30.99	-26.9	-26.7	63.9	63.7
5.5	37.40	31.40	-25.5	-25.8	62.9	63.2
6	37.78	31.78	-24.6	-24.4	62.4	62.2
6.5	38.13	32.13	-23.7	-23.0	61.8	61.1
7	38.45	32.45	-22.8	-22.3	61.3	60.8
7.5	38.75	32.75	-21.9	-22.2	60.7	61.0
8	39.03	33.03	-21.3	-21.7	60.3	60.7
8.5	39.29	33.29	-20.4	-20.5	59.7	59.8
9	39.54	33.54	-19.2	-20.0	58.7	59.5
9.5	39.78	33.78	-18.6	-19.3	58.4	59.1
10	40.00	34.00	-17.9	-18.4	57.9	58.4
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 160.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 157.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 163.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 166.25 kHz</p>						

Tabel 6.2 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 34$ ohm.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 40 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $50 + j 34$ ohm Hibried verstel vir: $50 + j 34$ ohm</p> <p>Sendband: 360 kHz - 364 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie-produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie-produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
15	41.76	35.76	-27.0	-26.8	68.8	68.6
16	42.04	36.04	-26.3	-26.5	68.3	68.5
17	42.30	36.30	-25.5	-25.8	67.8	68.1
18	42.55	36.55	-24.7	-24.7	67.3	67.3
19	42.79	36.79	-23.9	-23.5	66.7	66.3
20	43.01	37.01	-22.6	-22.8	65.6	65.8
21	43.22	37.22	-21.8	-21.4	65.0	64.6
22	43.42	37.42	-20.0	-20.3	63.4	63.7
23	43.62	37.62	-19.6	-19.9	63.2	63.5
24	43.80	37.80	-19.4	-19.2	63.2	63.0
25	43.98	37.98	-19.1	-18.7	63.1	62.7
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 360.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 357.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 363.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 366.25 kHz</p>						

Tabel 6.3 Intermodulasieproduk evaluering teen $78 + j 0 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Brown Boveri ETI 21</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 10 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $78 + j 0 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $78 + j 0 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 160 kHz - 164 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie-produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie-produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
9	39.54	33.54	-27.8	-28.0	67.3	67.5
9.5	39.78	33.78	-27.1	-27.3	66.9	67.1
10	40.00	34.00	-26.6	-26.7	66.6	66.7
10.5	40.21	34.21	-25.9	-26.2	66.1	66.4
11	40.41	34.41	-25.3	-25.5	65.7	65.9
11.5	40.61	34.61	-24.6	-24.5	65.2	65.1
12	40.79	34.79	-24.1	-24.3	64.9	65.1
12.5	40.97	34.97	-23.5	-23.4	64.5	64.4
13	41.14	35.14	-23.0	-23.1	64.1	64.2
14	41.46	35.46	-22.5	-22.3	64.0	63.8
15	41.76	35.76	-22.0	-21.7	63.8	63.5
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 160.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 157.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 163.30 kHz *Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 166.25 kHz</p>						

Tabel 6.4 Intermodulasieproduk evaluering teen $78 + j 51 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 80 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $78 + j 51 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $78 + j 51 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 260 kHz - 264 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	*IM. 2
35	45.44	39.44	-24.0	-24.2	69.4	69.6
36	45.56	39.56	-23.3	-23.5	68.9	69.1
37	45.68	39.68	-22.5	-22.4	68.2	68.1
38	45.80	39.80	-21.9	-21.8	67.7	67.6
39	45.91	39.91	-21.3	-21.5	67.2	67.4
40	46.02	40.02	-21.0	-20.9	67.0	66.9
41	46.13	40.13	-20.8	-20.8	66.9	66.9
42	46.23	40.23	-20.6	-20.3	66.8	66.5
43	46.33	40.33	-20.5	-20.1	66.8	66.4
44	46.43	40.43	-20.3	-20.0	66.7	66.4
45	46.53	40.53	-20.1	-19.8	66.6	66.3
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 260.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 257.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 263.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 266.25 kHz</p>						

Tabel 6.5 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 51 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Brown Boveri ETI 101</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 100 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $128 + j 51 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $128 + j 51 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 360 kHz - 364 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
40	46.02	40.02	-28.3	-28.5	74.3	74.5
42	46.23	40.23	-27.8	-28.3	74.0	74.5
44	46.43	40.43	-27.1	-27.4	73.5	73.8
46	46.63	40.63	-26.6	-26.8	73.2	73.4
48	46.81	40.81	-26.0	-26.3	72.8	73.1
50	46.99	40.99	-25.6	-25.8	72.6	72.8
52	47.16	41.16	-25.0	-25.4	72.2	72.6
54	47.32	41.32	-24.5	-25.0	71.8	72.3
56	47.48	41.48	-24.6	-24.6	72.1	72.1
58	47.63	41.63	-24.2	-24.5	71.8	72.1
60	47.78	41.78	-23.8	-23.7	71.6	71.5
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 360.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 357.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 363.30 kHz *Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 366.25 kHz</p>						

6.1 Gevolgtrekkings

Tabel 6.6 dui die belangrikste resultate aan wat verkry is by die verskillende tipes kraglyndraerstelsels.

Tabel 6.6 Opsommende resultate van 3de orde intermodulasieprodukte.

Tipe kraglyndraerstelsel	Frekwensie-band in kHz	Lasimpedansie in ohm	Grootste 3de orde intermodulasie-produk	Dinamiese strek tussen intermodulasie-produk en fundamenteel
Brown Boveri ETI 21	160 - 164	78	-21.7	63.5
	260 - 264	$50 + j 17$	-22.1	63.9
	260 - 264	$128 + j 17$	-19.3	61.1
Brown Boveri ETI 101	260 - 264	$128 + j 17^1$	-18.5	60.3
	360 - 364	$78 + j 34$	-22.6	70.4
	360 - 364	$128 + j 51$	-23.7	71.5
	360 - 364	$128 + j 51^1$	-21.7	69.5
Siemens ESB 400 10 W	160 - 164	50	-17.9	57.6
	160 - 164	50^1	-17.3	57.3
	160 - 164	$50 + j 51$	-19.4	59.4
Siemens ESB 400 40 W	160 - 164	128	-19.3	63.3
	260 - 264	$78 + j 17$	-19.3	63.3
	360 - 364	$50 + j 34$	-18.7	62.7
Siemens ESB 400 80 W	360 - 364	$50 + j 34^1$	-18.3	62.3
	260 - 264	$78 + j 51$	-19.8	66.3
	260 - 264	$78 + j 51^1$	-19.2	65.7
Siemens ESB 400 80 W	360 - 364	$128 + j 34$	-18.4	64.9

¹ Die hibriednetwerk is nie optimum aangepas by die lasimpedansie nie.

Anders as wat aanvanklik verwag is, het die verskillende tipes kraglyndraerstelsels nie noemenswaardig van mekaar verskil ten opsigte van die opwekking van 3de orde intermodulasieprodukte nie. Al die draerstelsels wat evalueer is se opgewekte derde orde produkte voldoen aan die IEC se spesifikasie wat bepaal dat die verskil tussen die 3de orde intermodulasieproduk en die piek omhullingsdrywing ten minste 56 dB moet wees.

Tabelle 6.1 tot 6.5 en F.1 tot F.12 toon dat die 3de orde intermodulasieprodukte wel verhoog vir elke verhoging in die insetsein. Die teoretiese 3 dB verhoging in die 3de orde intermodulasieproduk vir elke 1 dB verhoging van die insetsein kon nie waargeneem word nie. Aangesien daar verskeie ander versterkers en filternetwerke tussen die insetpunt en die meetpunt voorkom het die 3 dB verhoging stelselmatig verander.

Tabelle F.8 tot F.12 dui aan dat die lasimpedansie aan die tweedraad kant van die hibriednetwerk slegs 'n klein verandering veroorsaak in die amplitude van die 3de orde intermodulasieprodukte. Laasgenoemde is in teenstelling met die verwagting en dit kan in alle waarskynlikheid toegeskryf word aan die buffer-aksie van die finale uitsetfilter asook die sendbeen van die hibriednetwerk. Hoewel die Siemens en Brown Boveri se 3de orde intermodulasieprodukte van mekaar verskil kan 'n definitiewe aanname nie gemaak word nie aangesien die twee stelsels se ontwerpte versterkerdrywings van mekaar verskil.

HOOFSTUK 7

SAMEVATTING

Die probleem wat aanleiding gegee het tot hierdie navorsing is dat daar nie voldoende kennis bestaan rondom derde orde intermodulasieprodukte by kraglyndraerstelsels nie. Verder is die vervaardigers se spesifikasies wat hiermee verband hou nie omvattend genoeg nie.

Die navorsing is belangrik aangesien dit kan bydra tot 'n beter begrip van al die relevante aspekte rondom derde orde intermodulasiedistorsie en sodoende kan dit meehelp tot 'n meer effektiewe telekommunikasienetwerk waar ESKOM kraglyne as transmissiemedium gebruik word.

Hoewel daar genoegsame literatuur beskikbaar is rakende derde orde intermodulasieprodukte by radiostelsels, is daar weinig beskikbaar oor die voorkoms daarvan by kraglyndraerstelsels.

Die hipotese is gestel dat 'n toetsstel ontwerp kan word wat 'n kraglyndraerstelsel in 'n laboratorium ten volle kan evalueer t.o.v. derde orde intermodulasieprodukte.

Die navorsing het tot 'n aantal belangrike gevolgtrekkings gelei en dit word vervolgens uiteengesit.

- 1) Die wye reeks toetsresultate wat verkry is, dui daarop dat die verskillende stelsels aanvaarbare vlakke van derde orde intermodulasie lewer. Die opwekking van die distorsie het ook nie noemenswaardig verander tydens wanaanpassing nie. Die konstruksie van die stelbare lasimpedansies was suksesvol en dit is gebruik tydens die evaluasie.
- 2) Dit is nie raadsaam om skerp passiewe filters te konstrueer as hoë gehalte komponente, windingsapparaat en toetsinstrumente nie beskikbaar is nie. Die konstruksie van die beplande bandsperfilters was nie suksesvol nie en ander denke tot hierdie aspek behoort gevolg te word.
- 3) Die hibriednetwerke wat tans in gebruik is kan wel aanpas by die lasimpedansies wat in die praktyk aangetref word. Die R en j resultate van die transmissielyn is bepaal, maar die ontleding van hierdie komponente se gedrag hoort by navorsing wat baseer is op Eigen vektore (sien figure 3.7-3.10).
- 4) Om akkurate seinvlaklesings te neem is problematies aangesien daar vele korreksiefaktore (wat baie moeilik bepaal kan word) in berekening gebring moet word wat onakkuraatheid van die lesings aan die hand werk.

- 5) Die loodsseine van kraglyndraerstelsels is 'n permanente bron van derde orde intermodulasiedistorsie. Die ongewenste distorsie wat hierdeur veroorsaak word is bekend en die nuwe generasie kraglyndraerstelsel neutraliseer dié distorsie.
- 6) Die verkryging van 'n hoë gehalte spektrum-analiseerder met 'n dinamiese strek van 150 dB word aanbeveel vir die evaluering van derde orde intermodulasieprodukte by kraglyndraerstelsels. Nadat die nodige verswakking ingevoeg is bly daar nog genoeg leesruimte oor om die kleinste substansiële distorsieprodukte te vertoon. Die beste resultate sal verkry word indien die insetsein gelyk of effe laer is as die optimum inset menger seinvlak.
- 7) Die mees belangrike aspek wat die effek van derde orde intermodulasieprodukte kan verminder, is die daarstelling van 'n hoë transhibried verlies (sien figuur 2.8).

Vervaardigers lewer steeds nie omvattende spesifikasies rondom derde orde intermodulasiedistorsie nie.

Gereelde en noukeurige verstelling van die hibried netwerk en lynaangepaseenheid sal die mees belangrike aspek bly in die bestuur van derde orde intermodulasieprodukte. Hierbenewens kan die korrekte seinvlakverstellings in die kraglyndraerstelsel verseker dat die verlangde seinruisverhouding gemaklik bereik word.

BYLAE A

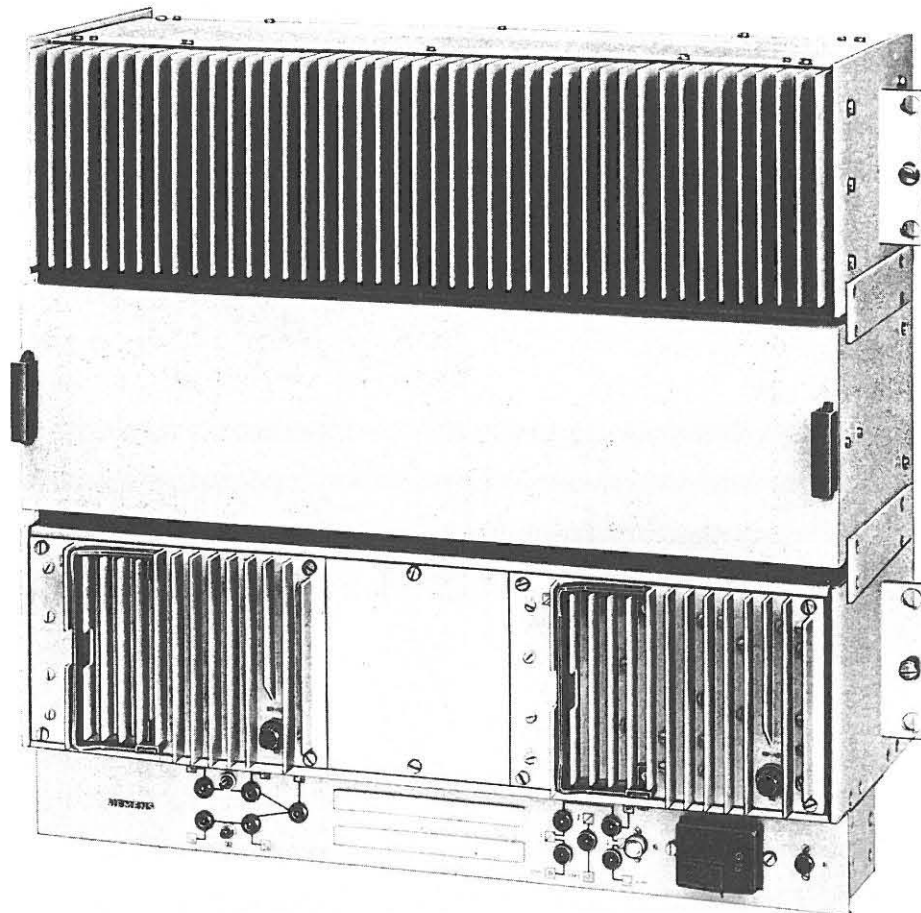


Fig. A.1 Siemens 40 W versterker, lynfilter en kragbronne.

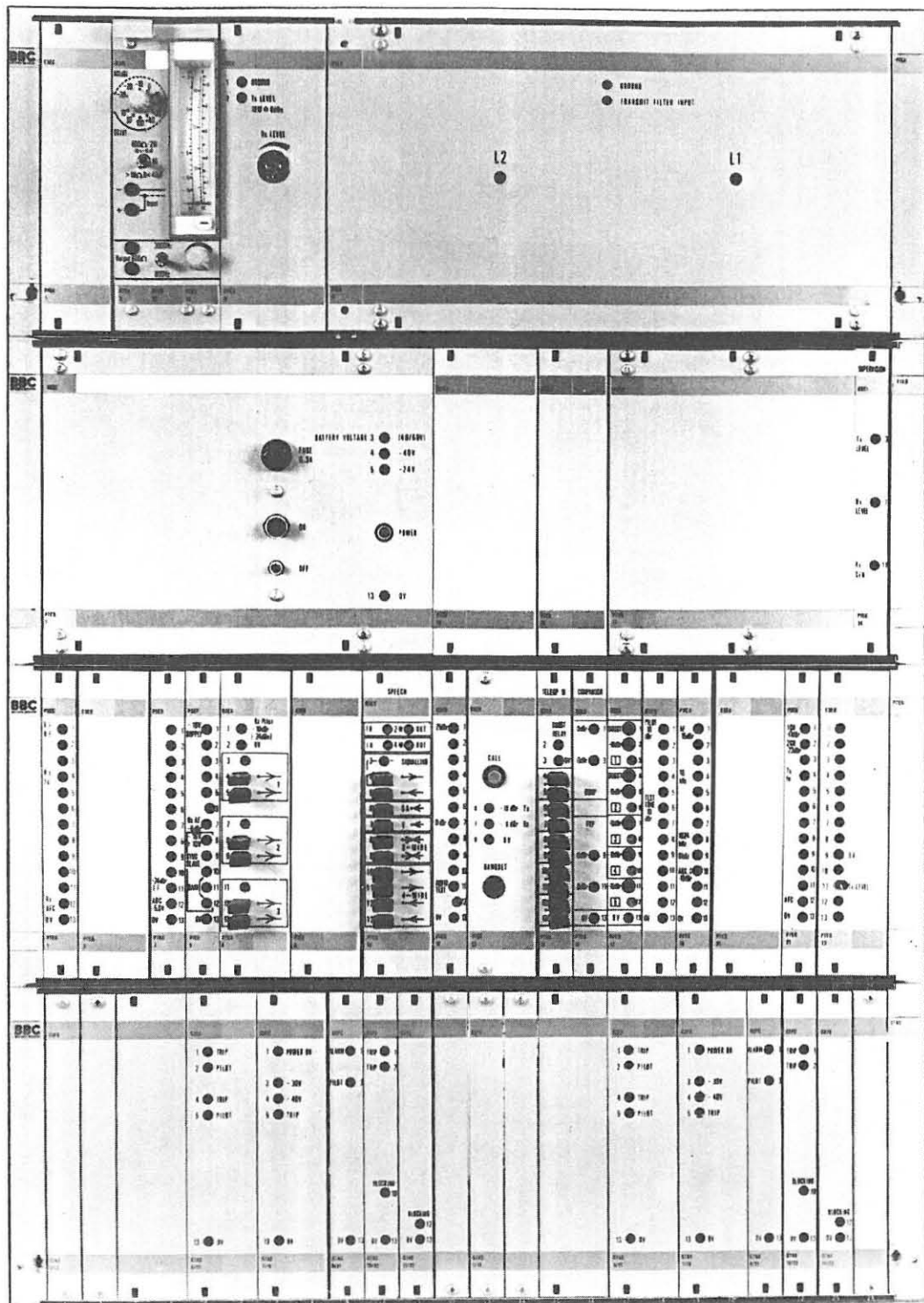


Fig. A.2 Brown Boveri 10 W kraglyndraerstelsel.

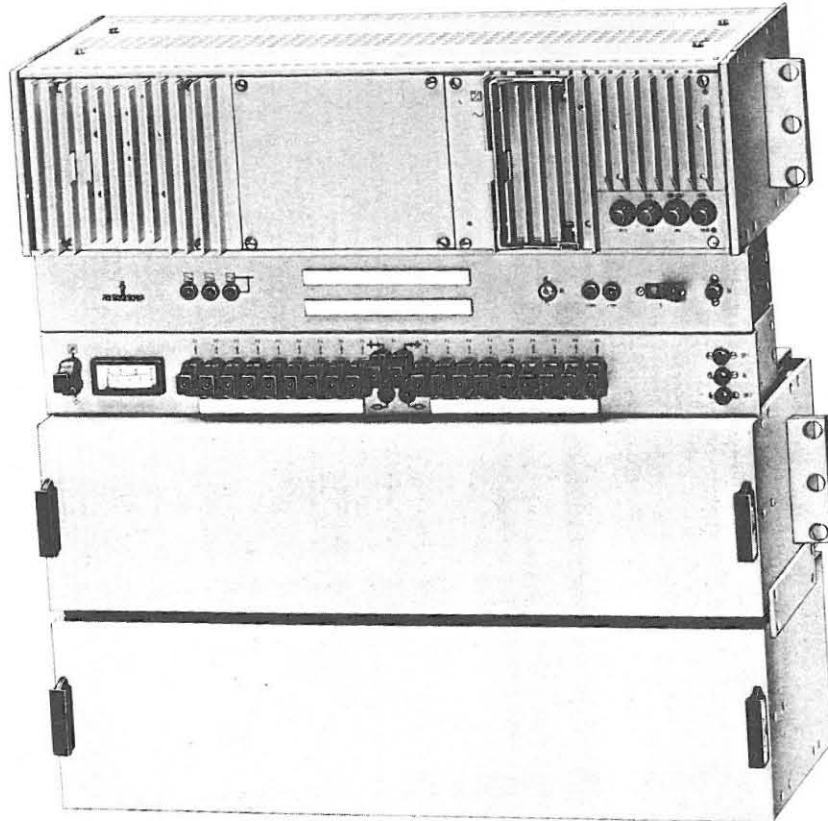


Fig. A.3 Siemens 10 W kraglyndraerstelsel.

BYLAE B

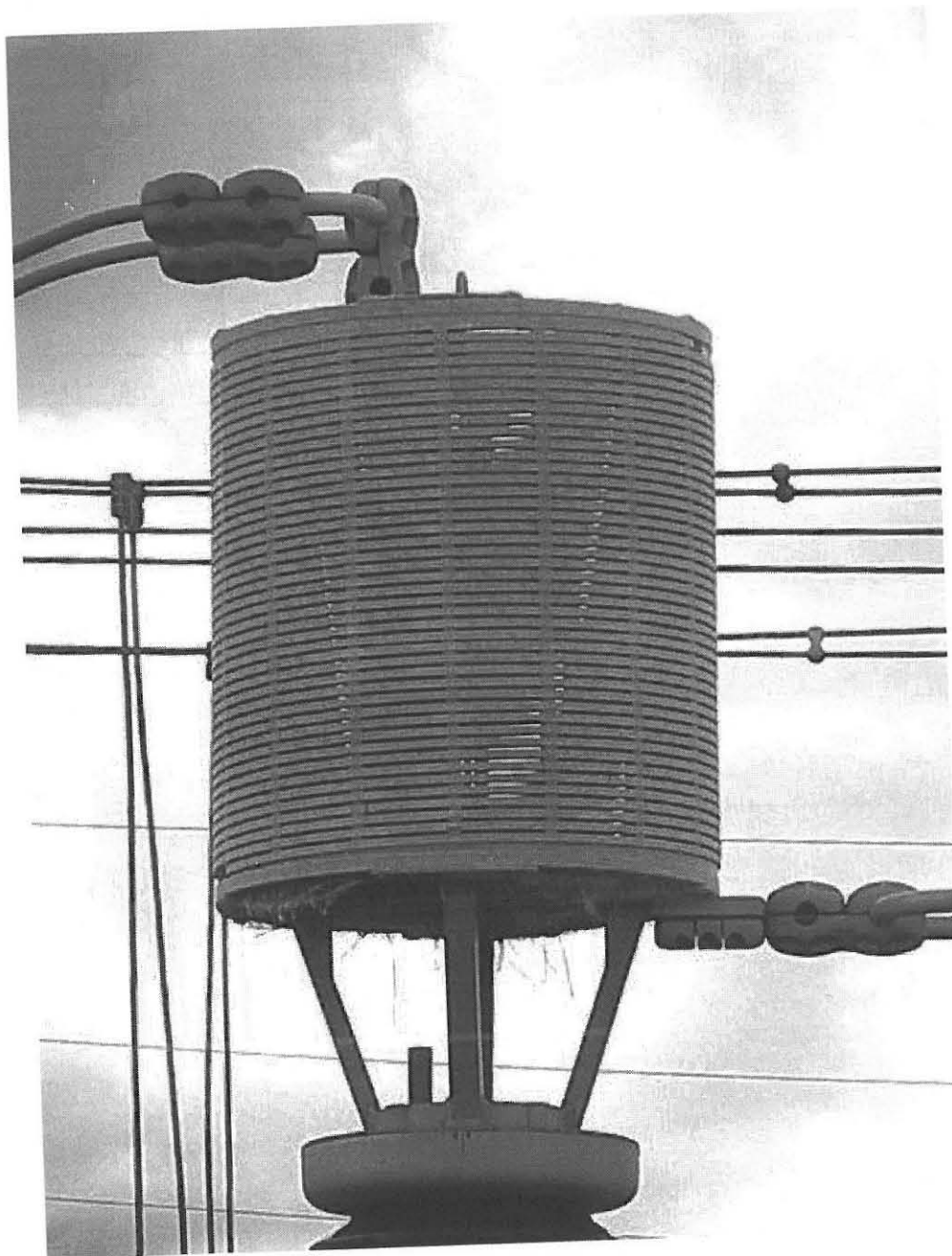
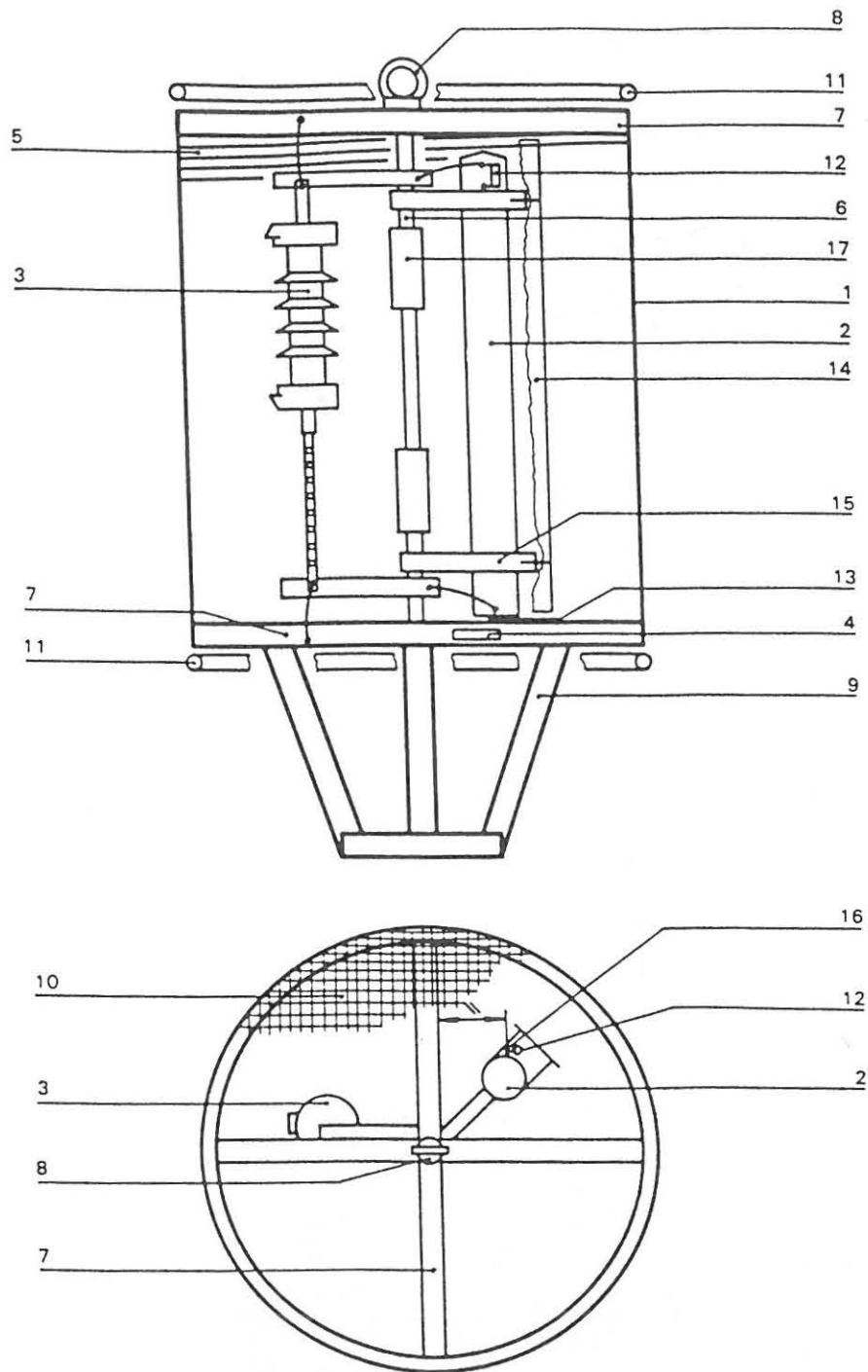


Fig. B.1 Lynspoel.



- | | | |
|----------------------------|--------------------------|--------------------------|
| 1-Hoofspoel | 2-Instemeenheid | 3-Oorspanning afleier |
| 4-Hoofspoel naamplaat | 5-Isolasie wassers | 6-Hoë sterkte staalstaaf |
| 7-Ringkruis | 8-Oplig haak | 9-Voetstuk |
| 10-Voëlskerm | 11-Korona ringe | 12-Dempings resistor |
| 13-Instemeenheid naamplaat | 14-Beskermingswand | 15-Plastiek hegstuk |
| 16-Bout | 17-Hoë sterkte staaf sok | |

Fig. B.2 Deursnit van 'n lynspoel.

General

Brown Boveri power line carrier links form the information transmission backbone of many energy supply authorities throughout the world. The system, known as PLC for short, has been of considerable value in network control over the years, since it presents an economical solution to many information transmission problems. Among the signals which can be transmitted safely and reliably by means of PLC are speech, data for energy management, line and object protection. With new systems coming into operation, and existing networks being continually extended, it has become increasingly important that PLC equipment be compatible and of modular design.

The modular coupling devices MCD 80, as introduced herewith, which form the interface between high tension gear and PLC equipment, completely fulfilling the above requirements.

Features

- ▷ **High degree of modularity**
compact unit with variable modules.
- ▷ **Maximum personnel protection**
insulated enclosure as well as design measures minimize electrical hazards.
- ▷ **Programmable**
High-pass version permits field matching to any coupling parameters.
- ▷ **Weather and climate proof**
Absolutely corrosion proof owing to polyglass equipment housing.
- ▷ **High transmission power handling**
up to 1000 W PEP.
- ▷ **Economical**
optimum utilization of coupling capacitance, facilitated stocking of spares.

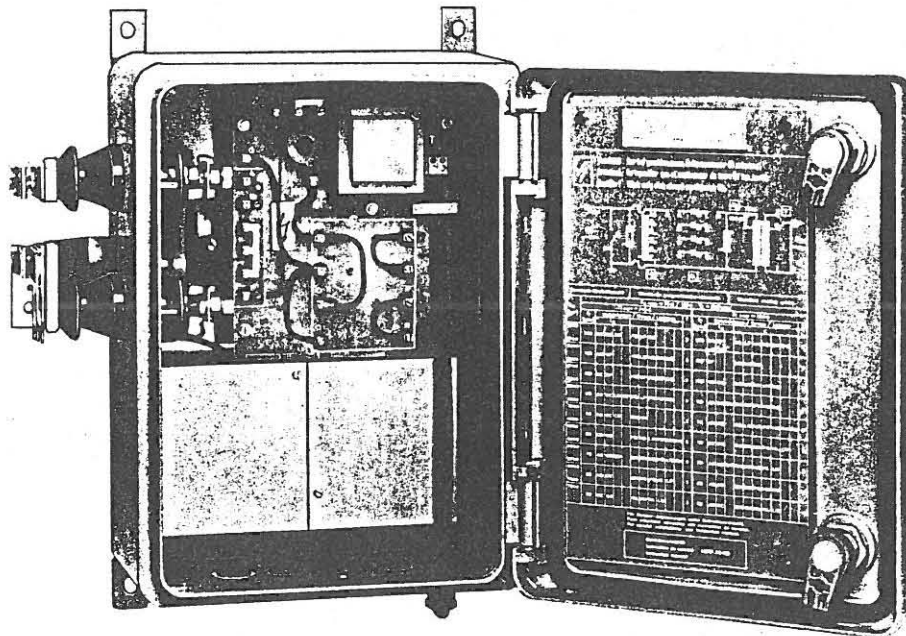


Fig. B.3 Brown Boveri lynaangepaseenheid.

BYLAE C

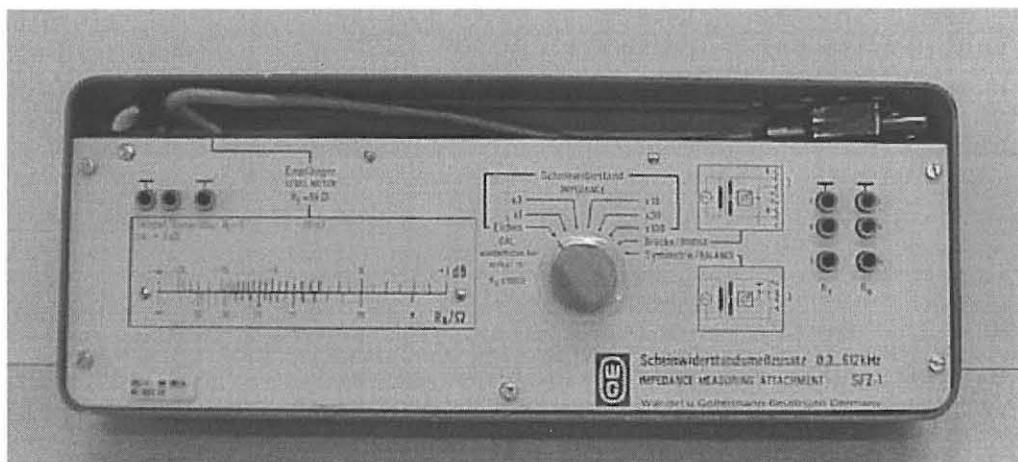


Fig. C.1 SFZ-1 impedansiemeting toestel.

Tabel C.1 Omskakeling van SFZ impedansie waardes na ohm waardes.

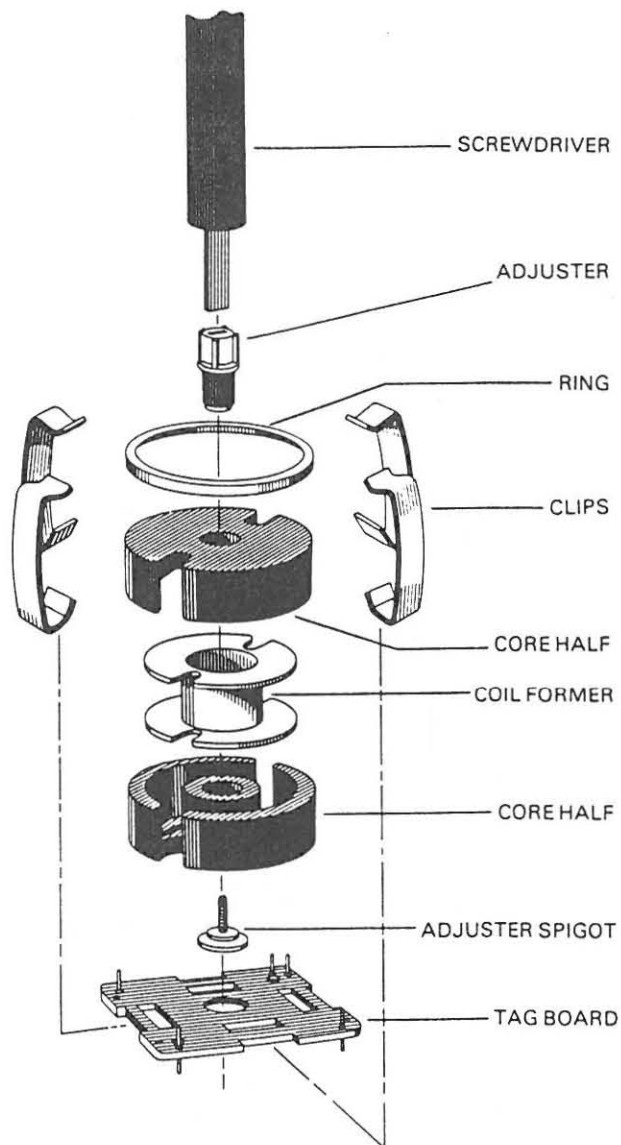
Gemete seinvlak in dBm	Ware seinvlak in dBm	Impedansie Waarde By Verskillende Skakelaar Posisies				
		X 1	X 3	X 10	X 30	X 100
-30.00	0.00	10.00	30.00	100.00	300.00	1000.00
-30.20	-0.20	10.23	30.70	102.33	306.99	1023.29
-30.40	-0.40	10.47	31.41	104.71	314.14	1047.13
-30.60	-0.60	10.72	32.15	107.15	321.46	1071.52
-30.80	-0.80	10.96	32.89	109.65	328.94	1096.48
-31.00	-1.00	11.22	33.66	112.20	336.61	1122.02
-31.20	-1.20	11.48	34.44	114.82	344.45	1148.15
-31.40	-1.40	11.75	35.25	117.49	352.47	1174.90
-31.60	-1.60	12.02	36.07	120.23	360.68	1202.26
-31.80	-1.80	12.30	36.91	123.03	369.08	1230.27
-32.00	-2.00	12.59	37.77	125.89	377.68	1258.93
-32.20	-2.20	12.88	38.65	128.82	386.47	1288.25
-32.40	-2.40	13.18	39.55	131.83	395.48	1318.26
-32.60	-2.60	13.49	40.47	134.90	404.69	1348.96
-32.80	-2.80	13.80	41.41	138.04	414.12	1380.38
-33.00	-3.00	14.13	42.38	141.25	423.76	1412.54
-33.20	-3.20	14.45	43.36	144.54	433.63	1445.44
-33.40	-3.40	14.79	44.37	147.91	443.73	1479.11
-33.60	-3.60	15.14	45.41	151.36	454.07	1513.56
-33.80	-3.80	15.49	46.46	154.88	464.64	1548.82
-34.00	-4.00	15.85	47.55	158.49	475.47	1584.89
-34.20	-4.20	16.22	48.65	162.18	486.54	1621.81
-34.40	-4.40	16.60	49.79	165.96	497.88	1659.59
-34.60	-4.60	16.98	50.95	169.82	509.47	1698.24
-34.80	-4.80	17.38	52.13	173.78	521.34	1737.80
-35.00	-5.00	17.78	53.35	177.83	533.48	1778.28
-35.20	-5.20	18.20	54.59	181.97	545.91	1819.70
-35.40	-5.40	18.62	55.86	186.21	558.63	1862.09
-35.60	-5.60	19.05	57.16	190.55	571.64	1905.46
-35.80	-5.80	19.50	58.50	194.98	584.95	1949.84
-36.00	-6.00	19.95	59.86	199.53	598.58	1995.26
-36.20	-6.20	20.42	61.25	204.17	612.52	2041.74
-36.40	-6.40	20.89	62.68	208.93	626.79	2089.30
-36.60	-6.60	21.38	64.14	213.80	641.39	2137.96
-36.80	-6.80	21.88	65.63	218.78	656.33	2187.76

Tabel C.1 (vervolg) Omskakeling van SFZ impedansie waardes na ohm waardes.

Gemete seinvlak in dBm	Ware seinvlak in dBm	Impedansie Waarde By Verskillende Skakelaar Posisies				
		X 1	X 3	X 10	X 30	X 100
-37.00	-7.00	22.39	67.16	223.87	671.62	2238.72
-37.20	-7.20	22.91	68.73	229.09	687.26	2290.87
-37.40	-7.40	23.44	70.33	234.42	703.27	2344.23
-37.60	-7.60	23.99	71.96	239.88	719.65	2398.83
-37.80	-7.80	24.55	73.64	245.47	736.41	2454.71
-38.00	-8.00	25.12	75.36	251.19	753.57	2511.89
-38.20	-8.20	25.70	77.11	257.04	771.12	2570.40
-38.40	-8.40	26.30	78.91	263.03	789.08	2630.27
-38.60	-8.60	26.92	80.75	269.15	807.46	2691.53
-38.80	-8.80	27.54	82.63	275.42	826.27	2754.23
-39.00	-9.00	28.18	84.55	281.84	845.51	2818.38
-39.20	-9.20	28.84	86.52	288.40	865.21	2884.03
-39.40	-9.40	29.51	88.54	295.12	885.36	2951.21
-39.60	-9.60	30.20	90.60	302.00	905.99	3019.95
-39.80	-9.80	30.90	92.71	309.03	927.09	3090.30
-40.00	-10.00	31.62	94.87	316.23	948.68	3162.28
-40.20	-10.20	32.36	97.08	323.59	970.78	3235.94
-40.40	-10.40	33.11	99.34	331.13	993.39	3311.31
-40.60	-10.60	33.88	101.65	338.84	1016.53	3388.44
-40.80	-10.80	34.67	104.02	346.74	1040.21	3467.37
-41.00	-11.00	35.48	106.44	354.81	1064.44	3548.13
-41.20	-11.20	36.31	108.92	363.08	1089.23	3630.78
-41.40	-11.40	37.15	111.46	371.54	1114.61	3715.35
-41.60	-11.60	38.02	114.06	380.19	1140.57	3801.89
-41.80	-11.80	38.90	116.71	389.05	1167.14	3890.45
-42.00	-12.00	39.81	119.43	398.11	1194.32	3981.07
-42.20	-12.20	40.74	122.21	407.38	1222.14	4073.80
-42.40	-12.40	41.69	125.06	416.87	1250.61	4168.69
-42.60	-12.60	42.66	127.97	426.58	1279.74	4265.80
-42.80	-12.80	43.65	130.95	436.52	1309.55	4365.16
-43.00	-13.00	44.67	134.01	446.68	1340.05	4466.84
-43.20	-13.20	45.71	137.13	457.09	1371.26	4570.88
-43.40	-13.40	46.77	140.32	467.74	1403.21	4677.35
-43.60	-13.60	47.86	143.59	478.63	1435.89	4786.30
-43.80	-13.80	48.98	146.93	489.78	1469.34	4897.79
-44.00	-14.00	50.12	150.36	501.19	1503.56	5011.87

BYLAE D

2 SLOT POT CORES



SEI

Fig. D.1 Onderdele van 'n 2-gleuf potkern.

Tabel D.1 Ferrietkern en stelstuk data.

P - Kern			Kern Stelstuk				
Graad	A _L (nH)*	μe	Graad	A _L (nH)	Lae %	Med. %	Hoë %
	25 ± 3%	19		16	-	13	19
4C6	40 ± 3%	31	4C6	25	-	15	22
	120 ± 25%	100		40	9	16	-
	63 ± 3%	48		16	12	19	-
				25	-	18	27
3D3	100 ± 3%	76	3D3	40	-	15	24
				63	10	18	-
	800 ± 25%	610		100	6	11	-
	160 ± 3%	122	3H3	100	7	13	24
3H3	250 ± 3%	190	&	160	7	15	22
	1650 ± 25%	1250	3H1	250	10	14	-
	160 ± 3%	122	* Teen 35N (± 10 N) Alle data vir 'n 11/07 Philips 2 gleuf P-kern				
3H1	250 ± 3%	190					
	1800 ± 25%	1360					

Tabel D.2 Windingskapasiteit van standaard kernwentolle.

Koper AWG	Kern Grootte						
	905	1107	1408	1811	2213	2616	3019
25	-	-	-	50	79	125	200
26	-	17	-	63	100	160	250
27	-	21	50	79	125	200	315
28	-	27	63	100	160	250	400
29	-	34	79	125	200	315	500
30	-	43	100	160	250	400	630
31	50	54	125	200	315	500	794
32	63	68	160	250	400	630	1000
33	79	86	200	315	500	794	1260
34	100	108	250	400	630	1000	1588
35	125	136	315	500	794	1260	2000
36	160	171	400	630	1000	1588	2520
37	200	216	500	794	1260	2000	3176
38	250	272	630	1000	1588	2520	4000
39	315	343	794	1260	2000	3176	5042
40	400	432	1000	1588	2520	4000	6353

BYLAE E

EERSTE FREKWENSIE – 75 OHM

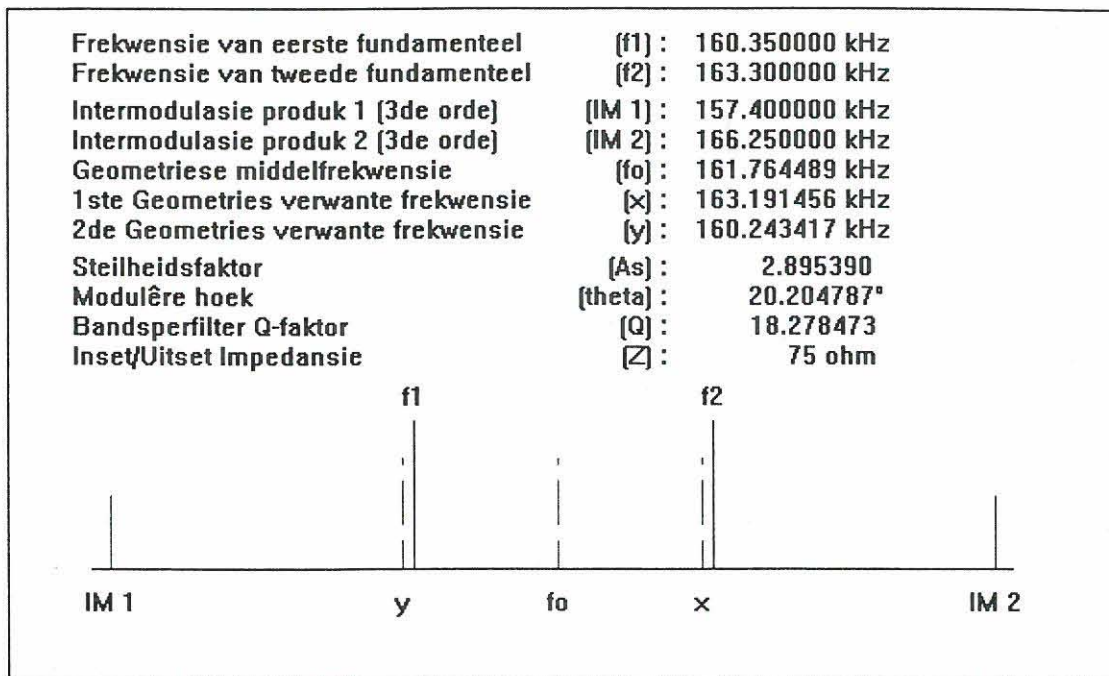


Fig. E.1 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F1 – 75 ohm).

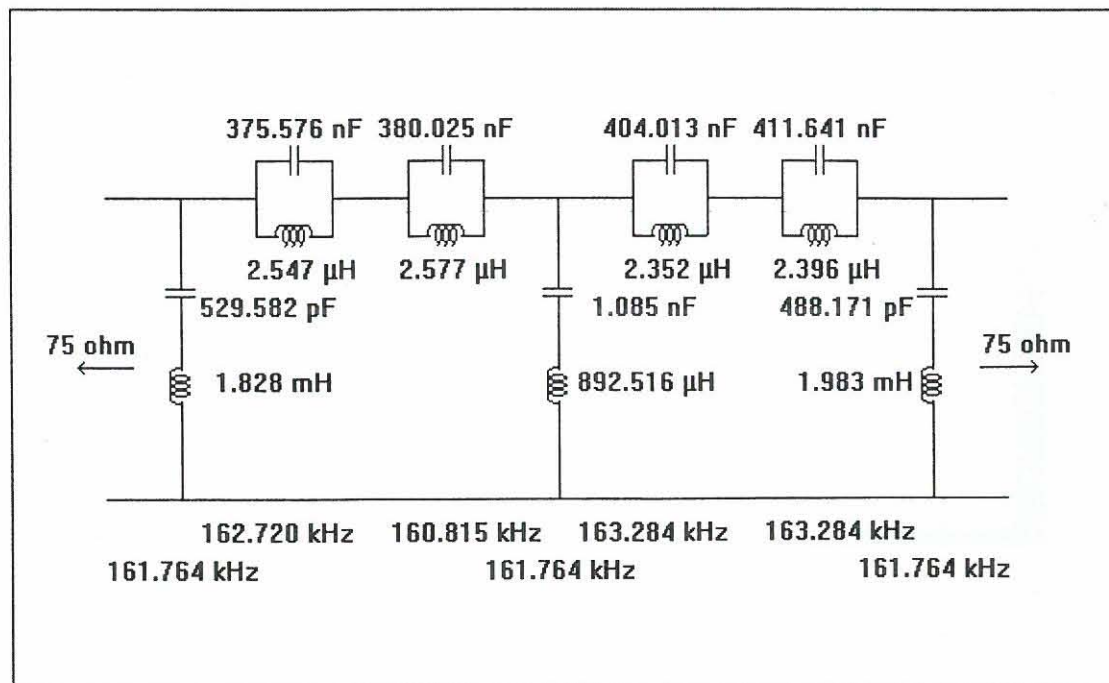


Fig. E.1 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

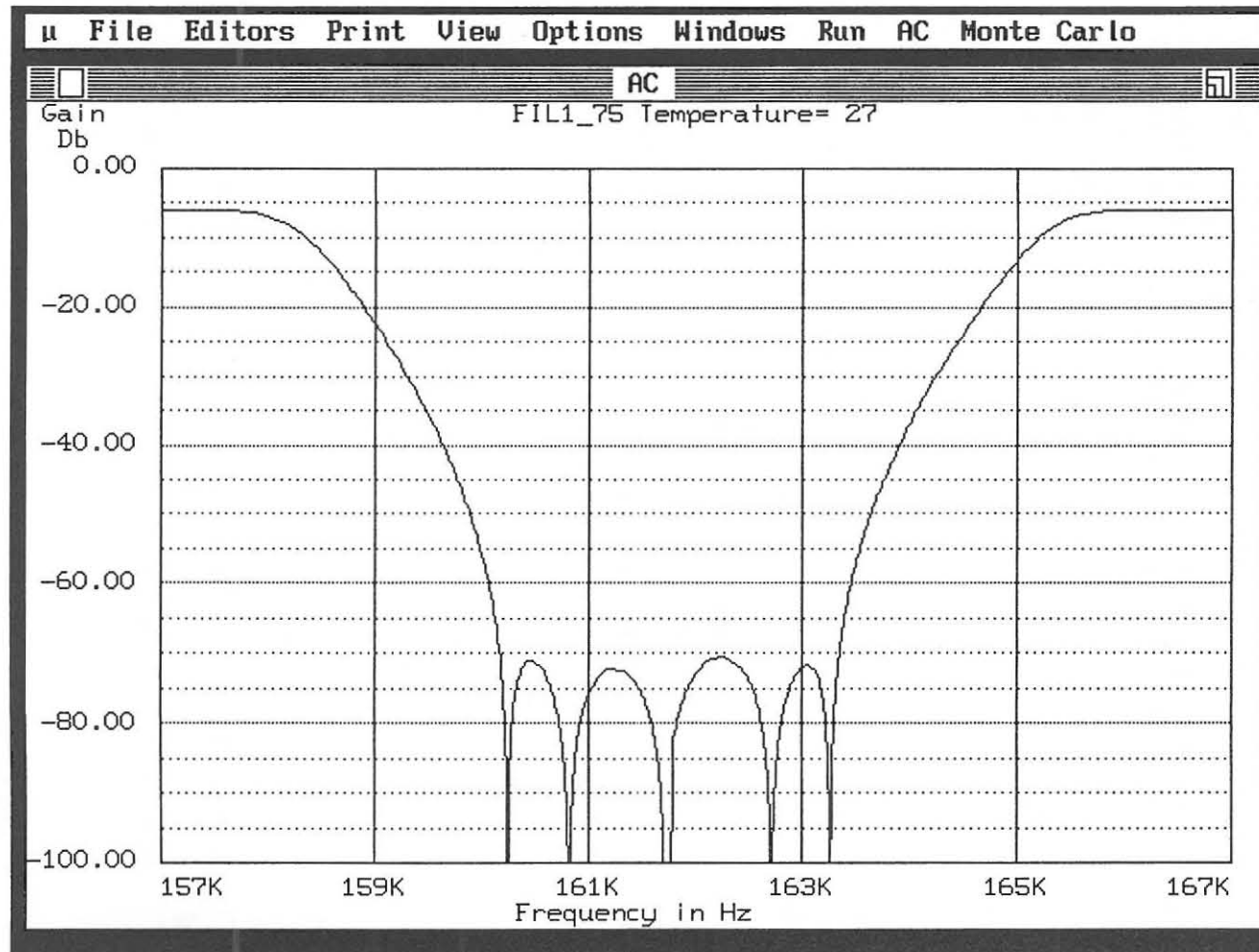


Fig. E.1 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandspfilter vir die 160 - 164 kHz band.

EERSTE FREKWENSIE – 150 OHM

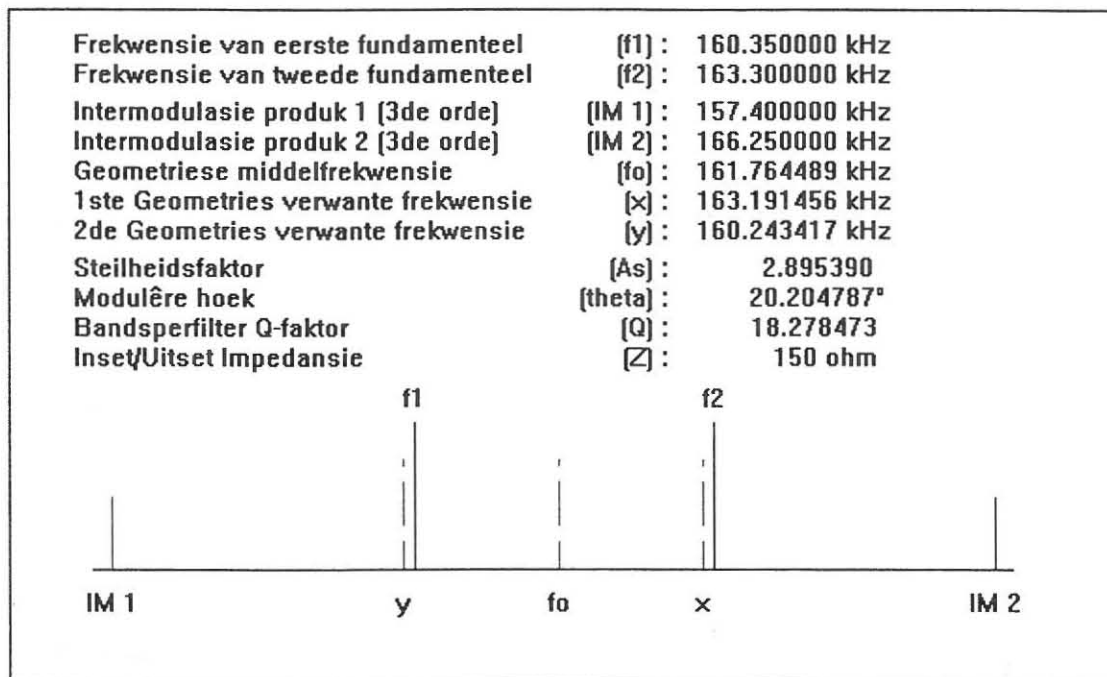


Fig. E.2 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F1 – 150 ohm).

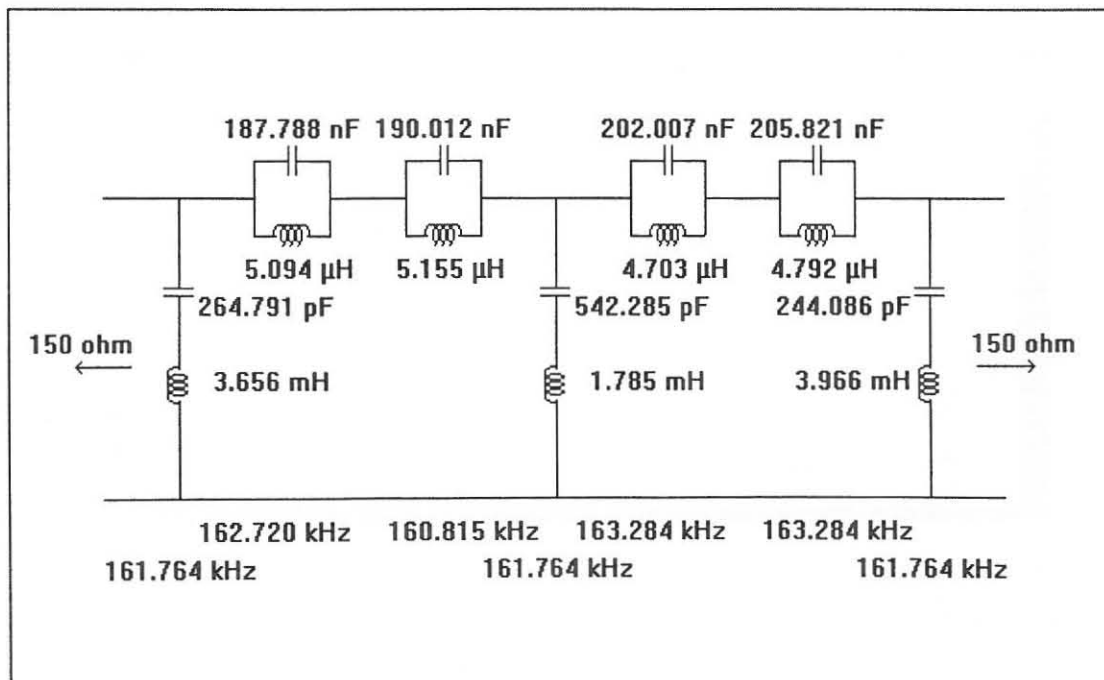


Fig. E.2 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

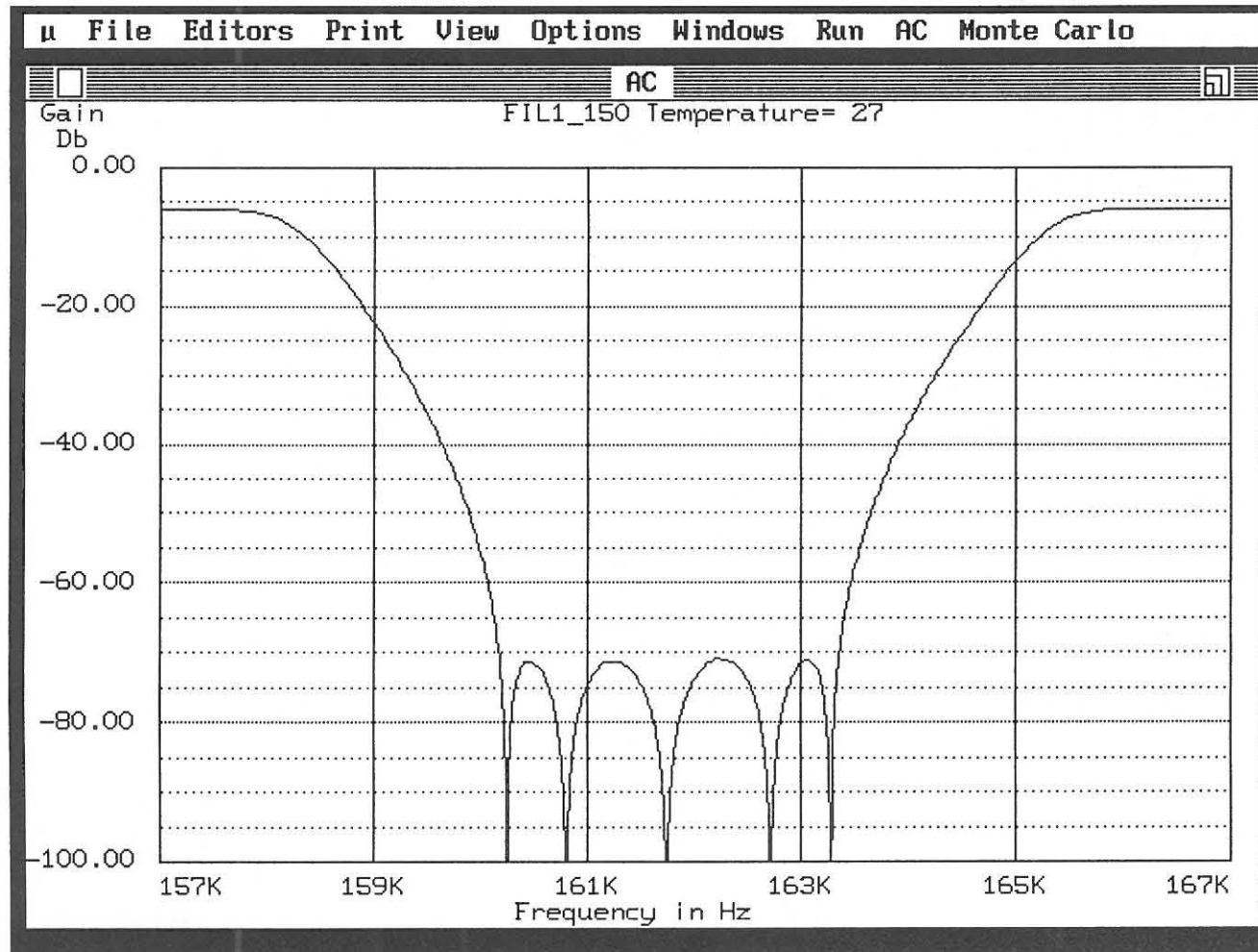


Fig. E.2 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 160 - 164 kHz band.

EERSTE FREKWENSIE – 2K OHM

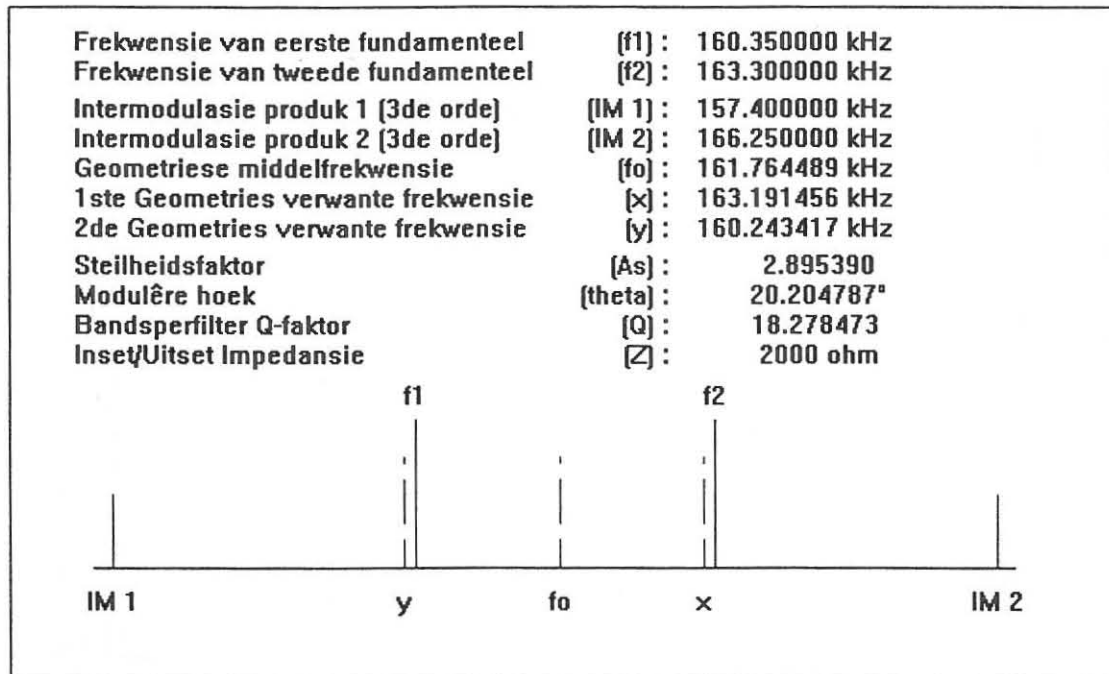


Fig. E.3 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F1 – 2k ohm).

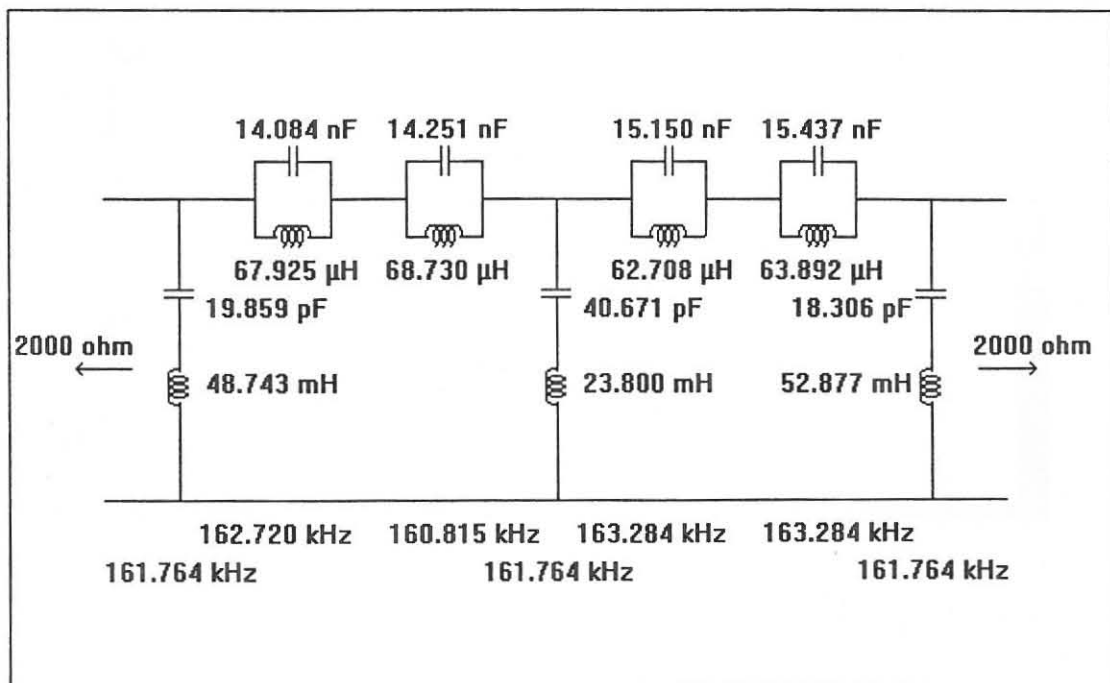


Fig. E.3 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

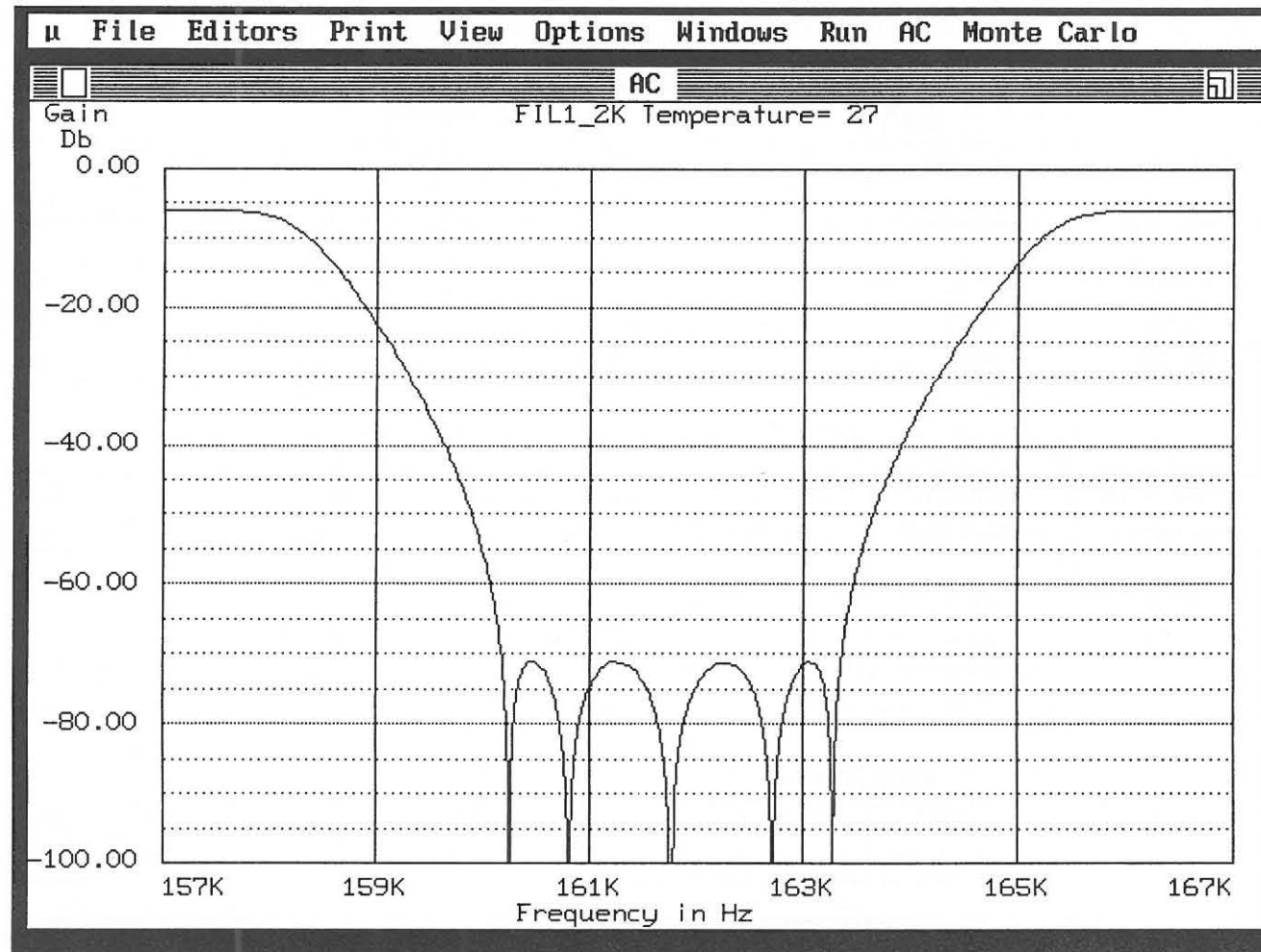


Fig. E.3 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 160 - 164 kHz band.

Tabel E.1 Windingsdata vir die serie induktors van 75, 150 en 2k ohm filters met f_0 van 161.76 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.1 (b)									
Induktor In mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
1.828	100	2616	10	27	25/41	131.95	200	100.5	131.62
0.892516	100	2616	10	27	25/41	92.20	200	98.7	92.80
1.983	100	2616	10	27	25/41	137.43	200	99.75	137.60
SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.2 (b)									
Induktor In mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
3.656	100	2616	10	27	25/41	186.60	200	99.75	186.83
1.785	100	2616	10	27	25/41	130.38	200	99.22	130.90
3.966	100	2616	10	27	25/41	194.35	200	99.75	194.59
SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.3 (b)									
Induktor In mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
48.743	100	2616	10	33	6/41	681.34	200	99.25	683.91
23.8	100	2616	10	33	6/41	476.10	200	99.22	477.96
52.877	100	2616	10	33	6/41	709.64	200	100.27	708.69

Tabel E.2 Windingsdata vir die sjunt induktors van 75, 150 en 2k ohm filters met f_o van 161.76 kHz.

SJUNT INDUKTOR DATA VIR FIG. E.1 (b)												
Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
2.547	63	10	35	4/41	136	65	375.58	1	956.5921	2.5470	118.39	6.21
2.577	63	10	35	4/41	136	65	380.03	1	979.3244	2.5770	119.79	6.24
2.352	63	10	35	4/41	136	65	404.01	1	950.2386	2.3520	118.00	5.96
2.396	63	10	35	4/41	136	65	411.64	1	986.2918	2.3960	120.21	6.02
SJUNT INDUKTOR DATA VIR FIG. E.2 (b)												
Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
5.094	63	10	35	4/43	136	65	187.79	1	956.5921	5.0940	118.39	8.78
5.155	63	10	35	4/43	136	65	190.01	1	979.5119	5.1550	119.80	8.83
4.703	63	10	35	4/43	136	65	202.01	1	950.0389	4.7030	117.98	8.43
4.792	63	10	35	4/43	136	65	205.82	1	986.2942	4.7920	120.21	8.51
SJUNT INDUKTOR DATA VIR FIG. E.3 (b)												
Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
67.925	63	10	36	-	171	64	14.08	1	956.6557	67.9250	119.31	32.04
68.730	63	10	36	-	171	64	14.25	1	979.4712	68.7300	120.73	32.23
62.708	63	10	36	-	171	64	15.15	1	950.0262	62.7080	118.90	30.79
63.892	63	10	36	-	171	64	15.44	1	986.3008	63.8920	121.15	31.08

Kerngrootte is 11/07.

TWEEDE FREKWENSIE – 50 OHM

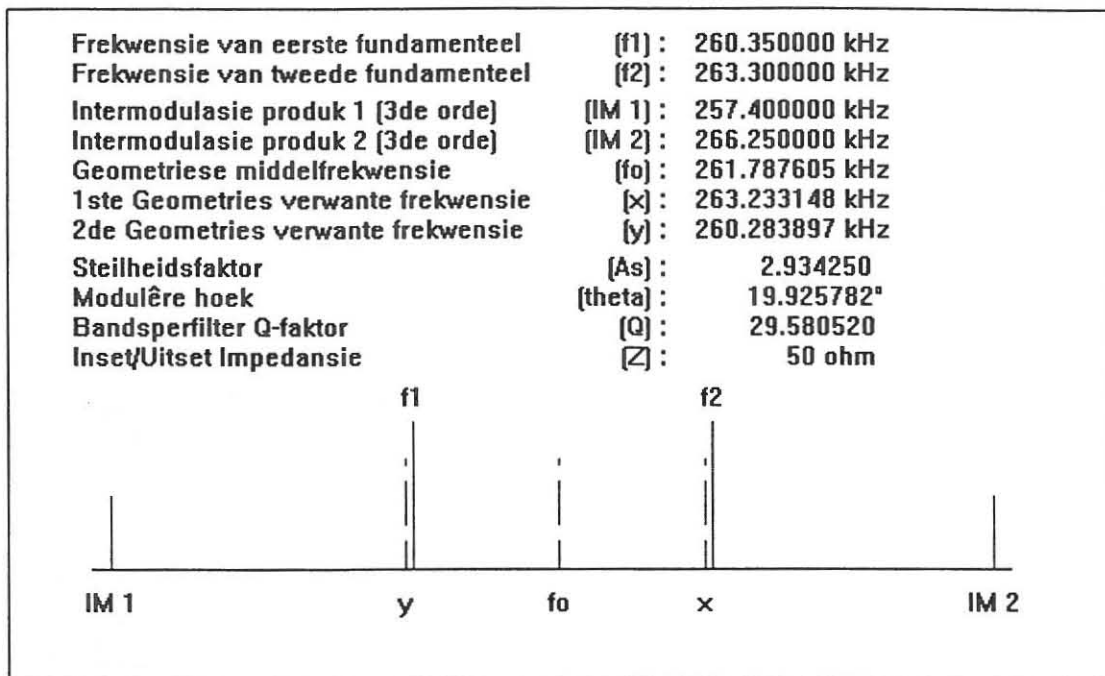


Fig. E.4 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F2 – 50 ohm).

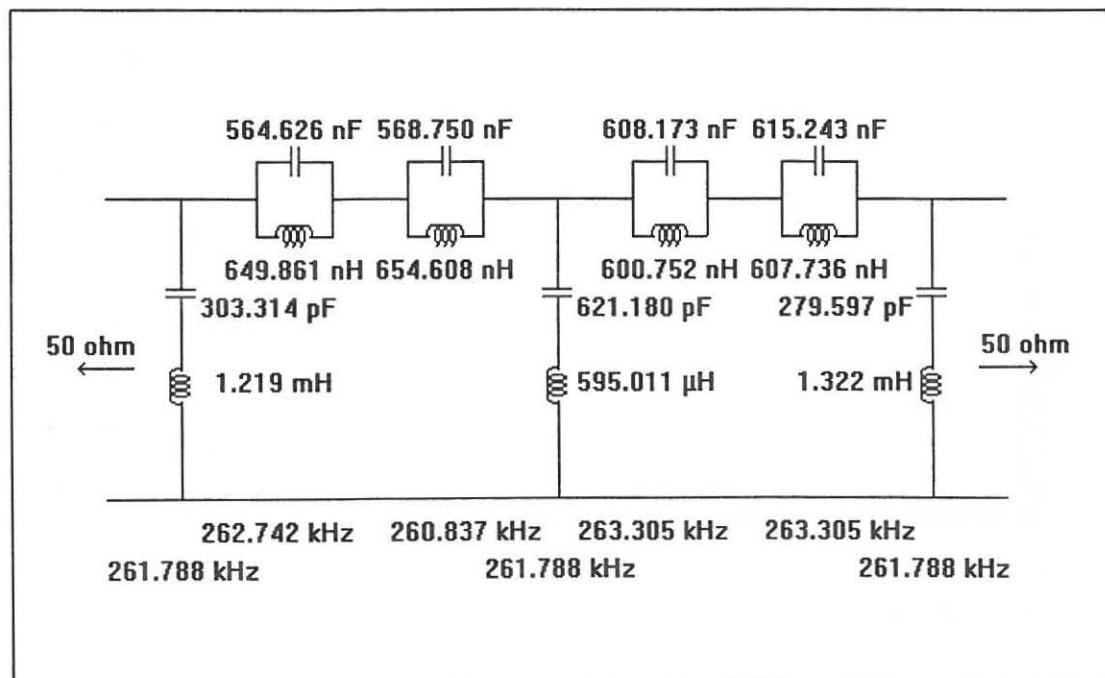


Fig. E.4 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

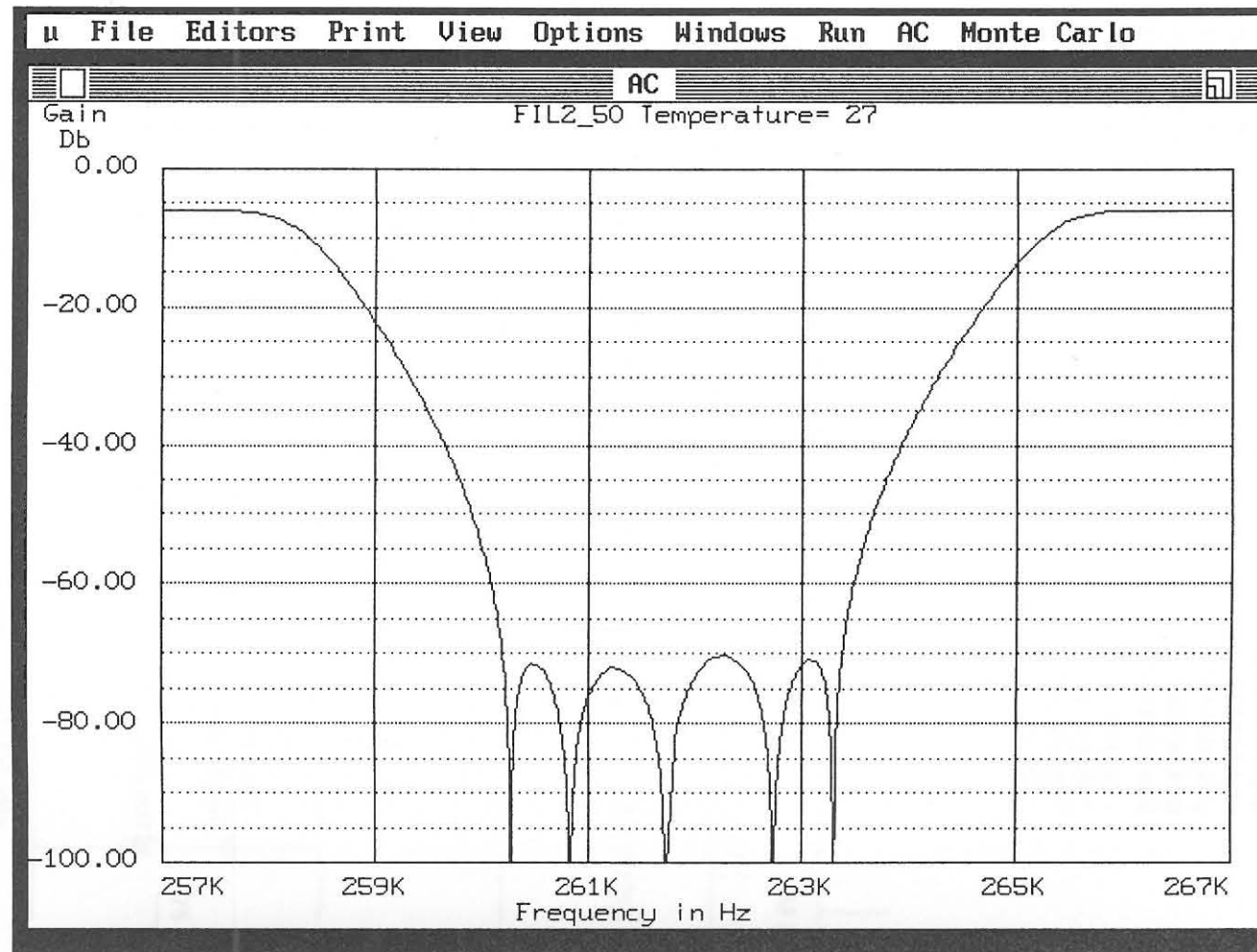


Fig. E.4 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 260 - 264 kHz band.

TWEEDE FREKWENSIE – 75 OHM

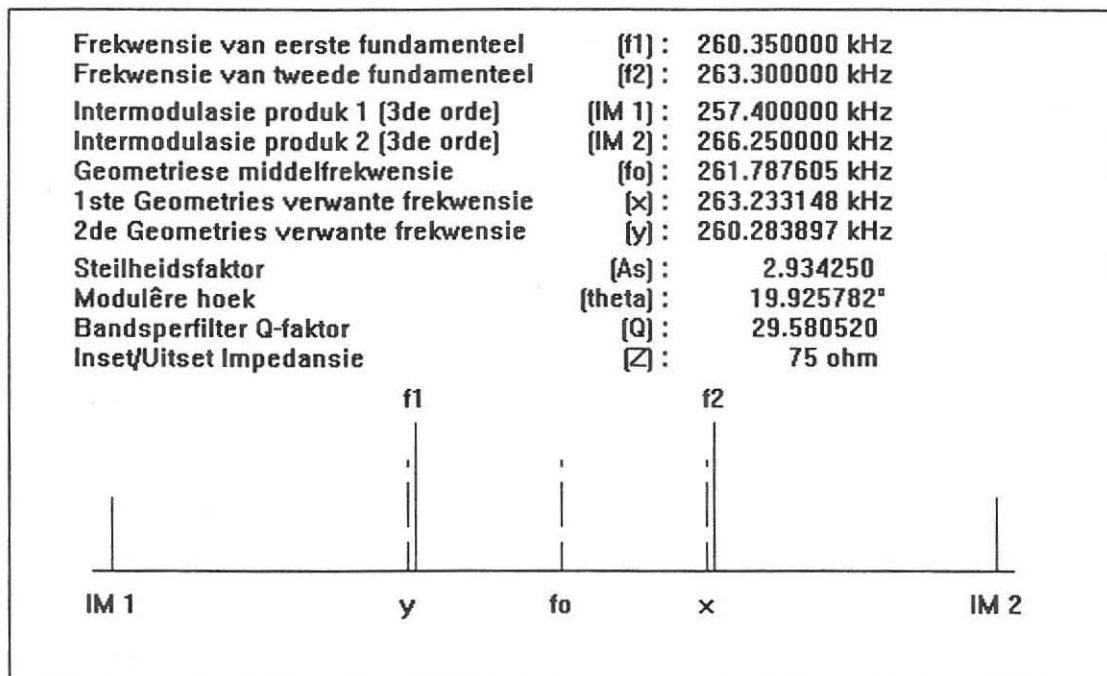


Fig. E.5 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F2 – 75 ohm).

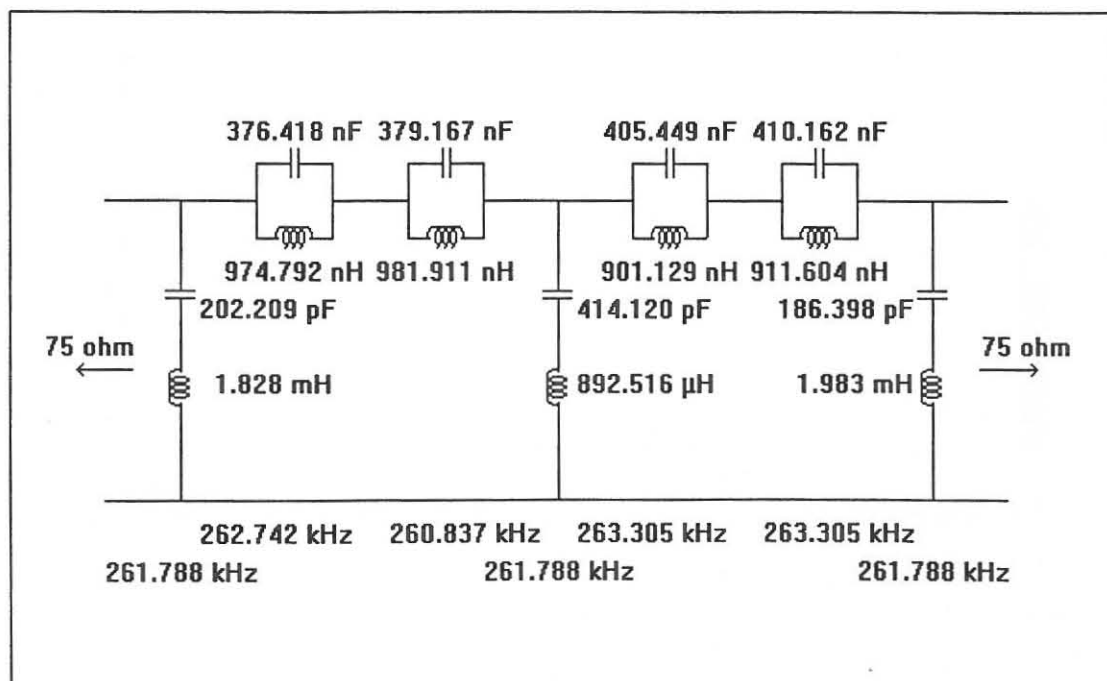


Fig. E.5 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

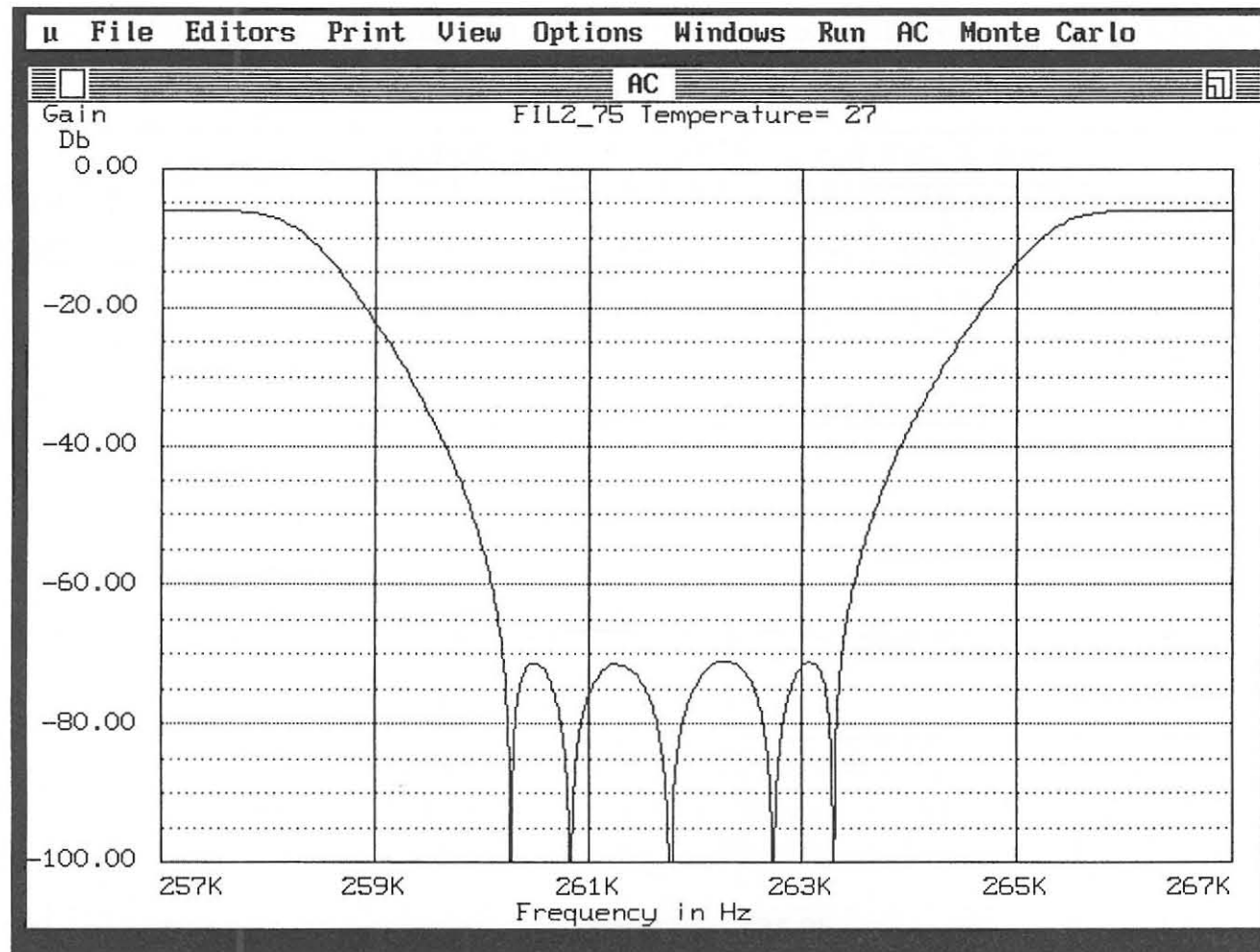


Fig. E.5 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 260 - 264 kHz band.

Tabel E.3 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 50 ohm filter met 'n f_0 van 261.78 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.4 (b)									
Induktor in mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
1.219	100	2616	10	25	40/41	107.75	125	105	105.15
0.595011	100	2616	10	25	40/41	75.28	125	99	75.66
1.322	100	2616	10	25	40/41	112.21	125	100	112.21

Tabel E.4 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 75 ohm filter met 'n f_0 van 261.78 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.5 (b)									
Induktor in mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
1.828	100	2616	10	26	32/41	131.95	160	94	136.09
0.892516	100	2616	10	26	32/41	92.20	160	92	96.12
1.983	100	2616	10	26	32/41	137.43	160	94	141.74

Tabel E.5 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 50 ohm filter met 'n f_0 van 261.78 kHz.

INDUKTOR DATA VIR FIG. E.4 (b)

Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
0.6499	63	10	33	6/41	86	65	564.63	1	366.9284	0.650	73.32	3.13
0.6546	63	10	33	6/41	86	65	568.75	1	372.3083	0.655	73.86	3.15
0.6008	63	10	33	6/41	86	65	608.17	1	365.3611	0.601	73.17	3.01
0.6077	63	10	33	6/41	86	65	615.24	1	373.9053	0.608	74.02	3.03

Kerngrootte is 11/07.

Tabel E.6 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 75 ohm filter met 'n f_0 van 261.78 kHz.

INDUKTOR DATA VIR FIG. E.5 (b)

Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
0.9748	63	10	33	6/41	86	65	376.42	1	366.9293	0.974792	73.32	3.84
0.9819	63	10	33	6/41	86	65	379.17	1	372.3082	0.981911	73.86	3.85
0.9011	63	10	33	6/41	86	65	405.45	1	365.3619	0.901129	73.17	3.69
0.9116	63	10	33	6/41	86	65	410.16	1	373.9053	0.911604	74.02	3.71

Kerngrootte is 11/07.

TWEEDE FREKWENSIE – 150 OHM

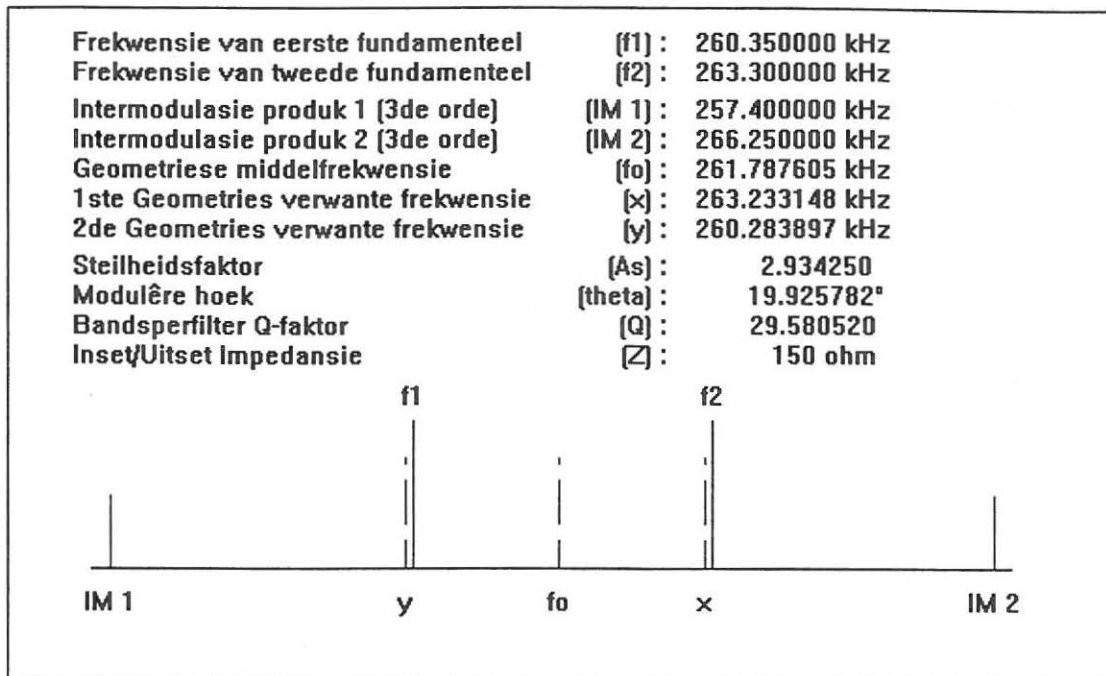


Fig. E.6 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F2 – 150 ohm).

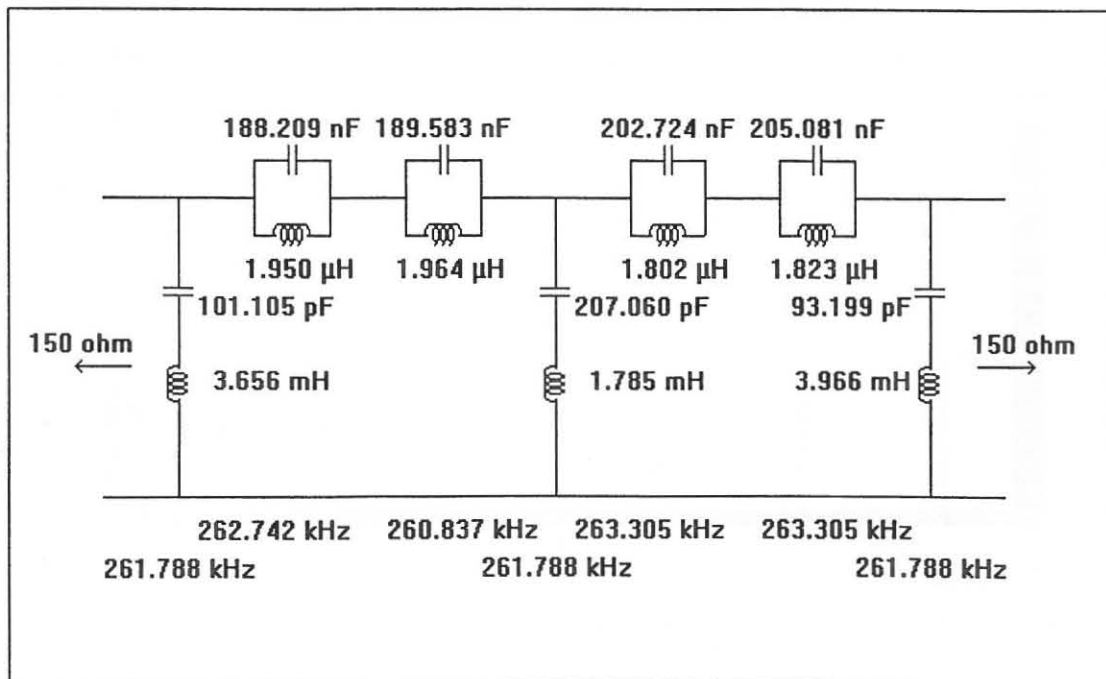


Fig. E.6 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

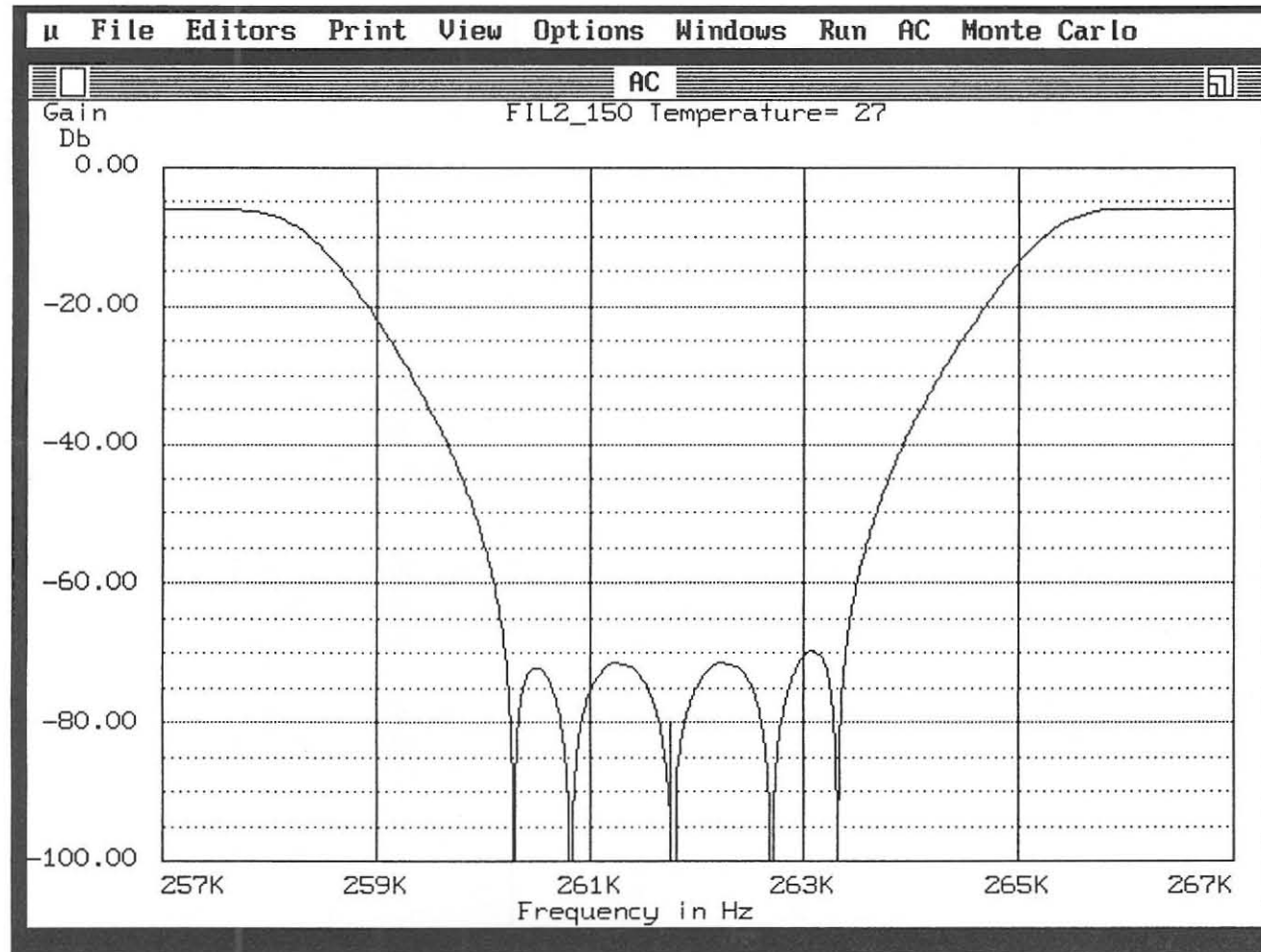


Fig. E.6 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 260 - 264 kHz band.

TWEEDE FREKWENSIE – 2K OHM

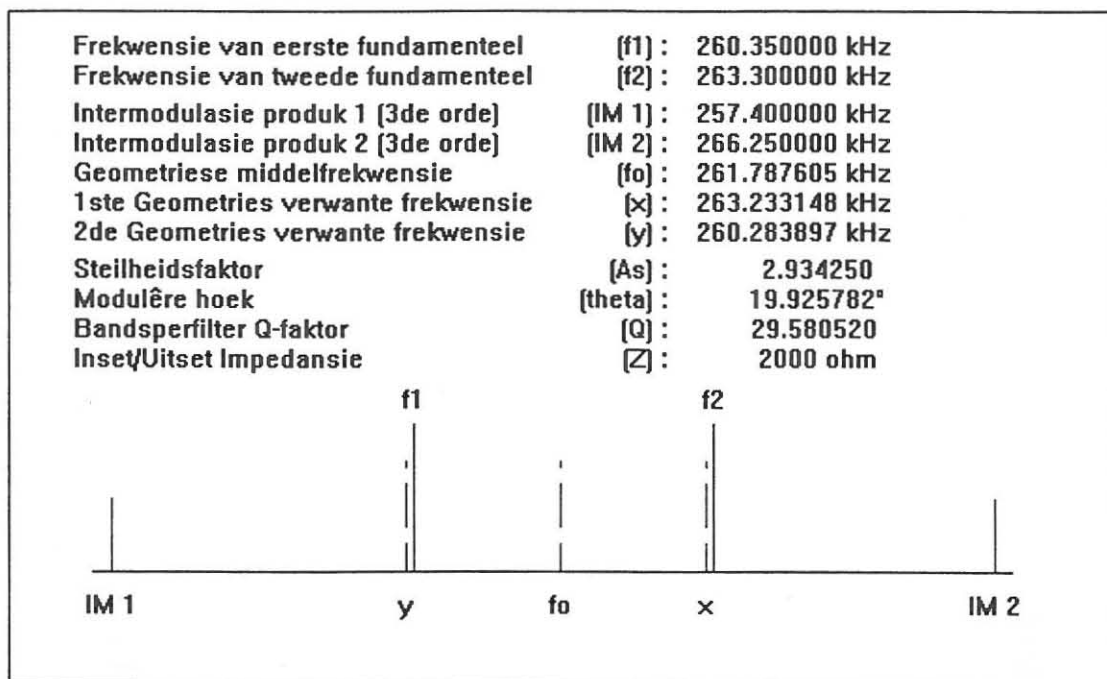


Fig. E.7 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F2 – 2k ohm).

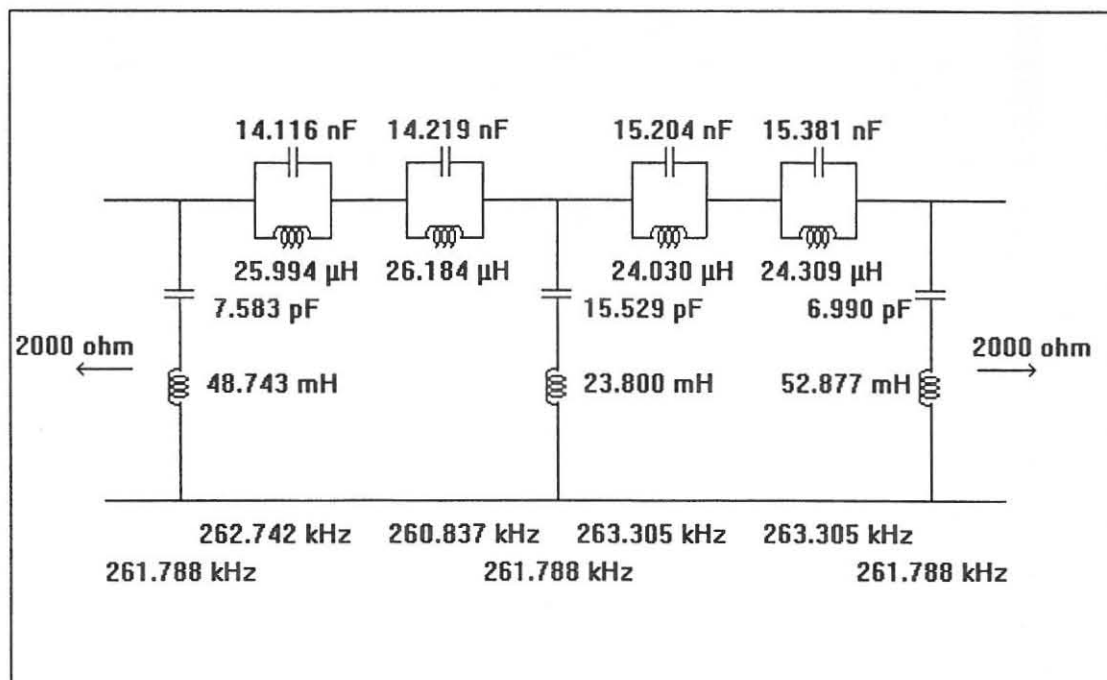


Fig. E.7 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

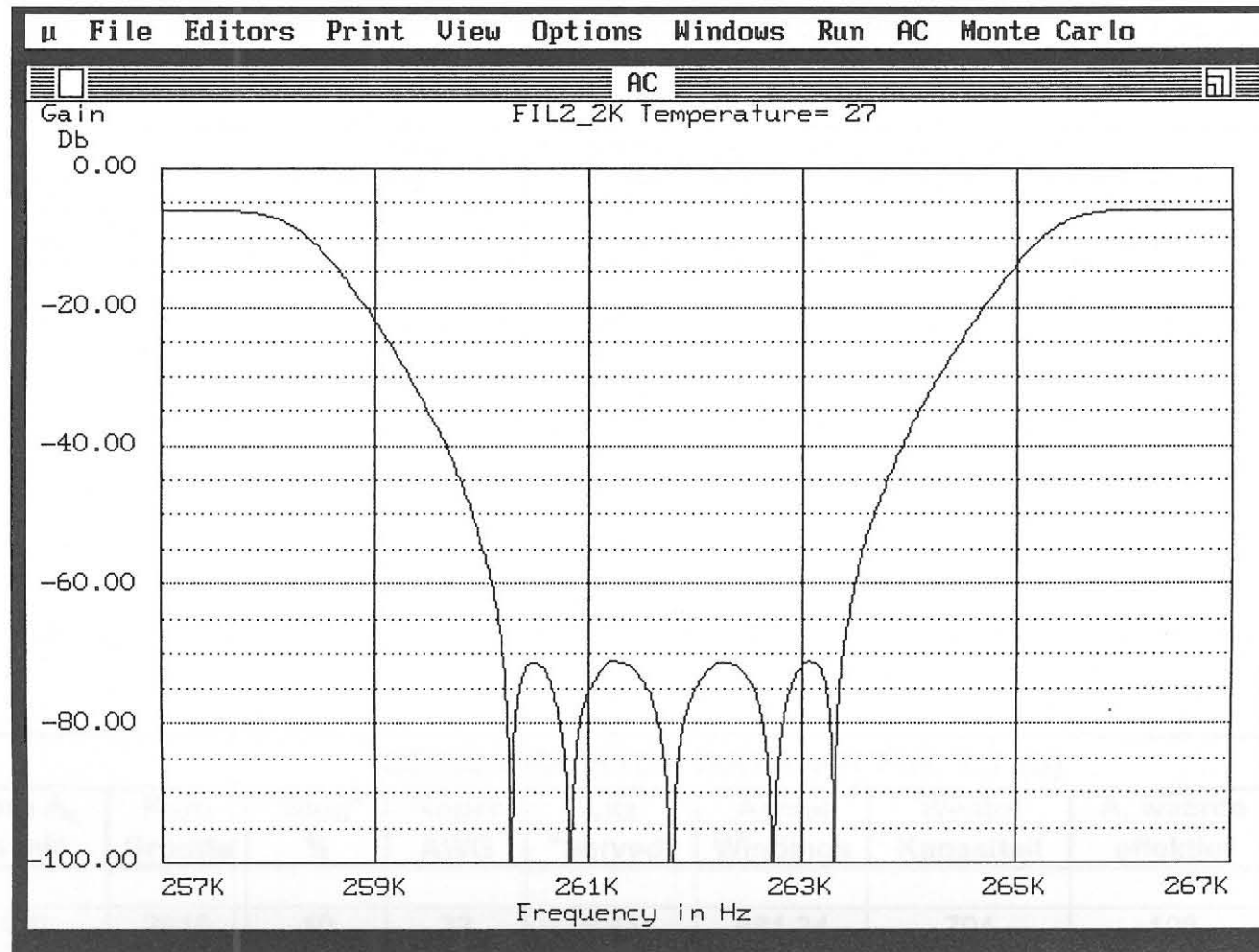


Fig. E.7 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 260 - 264 kHz band.

Tabel E.7 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 150 ohm filter met 'n f_o van 261.78 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.6 (b)									
Induktor in mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
3.656	100	2616	10	27	25/41	186.60	200	104	182.98
1.785	100	2616	10	27	25/41	130.38	200	103	128.47
3.966	100	2616	10	27	25/41	194.35	200	104	190.57

Tabel E.8 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 2k ohm filter met 'n f_o van 261.78 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.7 (b)									
Induktor in mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
48.743	100	2616	10	33	6/41	681.34	794	103	671.34
23.8	100	2616	10	33	6/41	476.10	794	101	473.73
52.877	100	2616	10	33	6/41	709.64	794	104	695.86

Tabel E.9 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 150 ohm filter met 'n f_o van 261.78 kHz.

INDUKTOR DATA VIR FIG. E.6 (b)

Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
1.9500	63	10	33	6/41	86	65	188.21	1	367.0076	1.950	73.33	5.43
1.9640	63	10	33	6/41	86	65	189.58	1	372.3410	1.964	73.86	5.45
1.8020	63	10	33	6/41	86	65	202.72	1	365.3086	1.802	73.16	5.22
1.8230	63	10	33	6/41	86	65	205.08	1	373.8627	1.823	74.01	5.25

Kerngrootte is 11/07.

Tabel E.10 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 2k ohm filter met 'n f_o van 261.78 kHz.

INDUKTOR DATA VIR FIG. E.7 (b)

Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
25.9940	63	10	34	5/41	108	65	14.12	1	366.9313	25.994	73.32	19.82
26.1840	63	10	34	5/41	108	65	14.22	1	372.3103	26.184	73.86	19.90
24.0300	63	10	34	5/41	108	65	15.20	1	365.3521	24.030	73.17	19.06
24.3090	63	10	34	5/41	108	65	15.38	1	373.8967	24.309	74.02	19.17

Kerngrootte is 11/07.

DERDE FREKWENSIE – 50 OHM

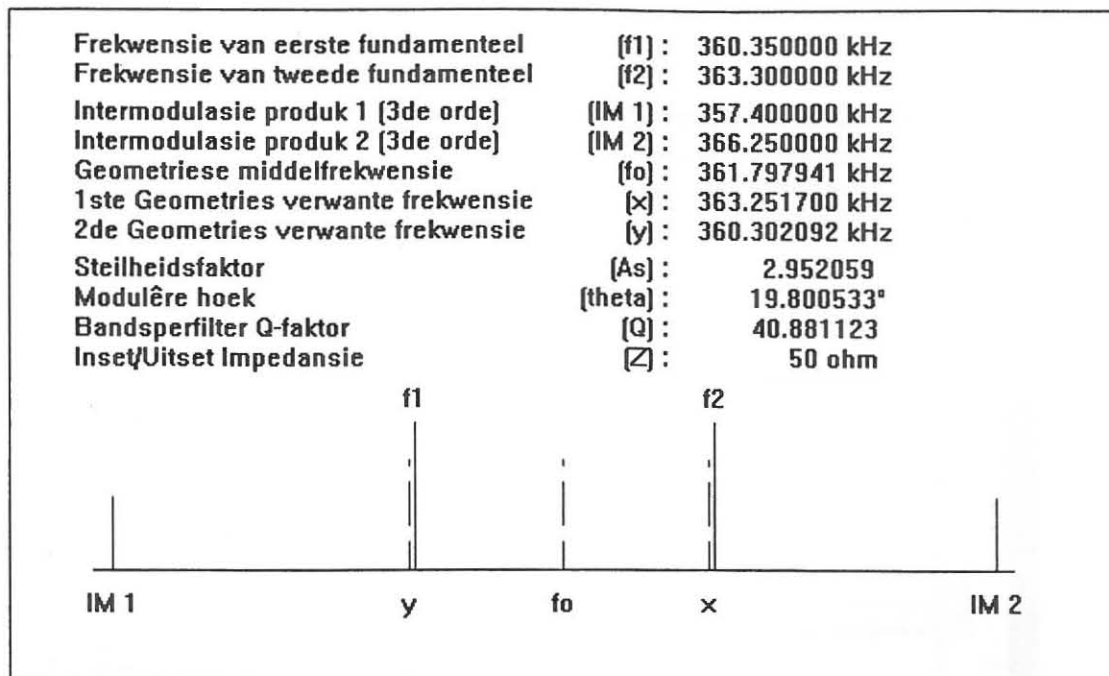


Fig. E.8 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F3 – 50 ohm).

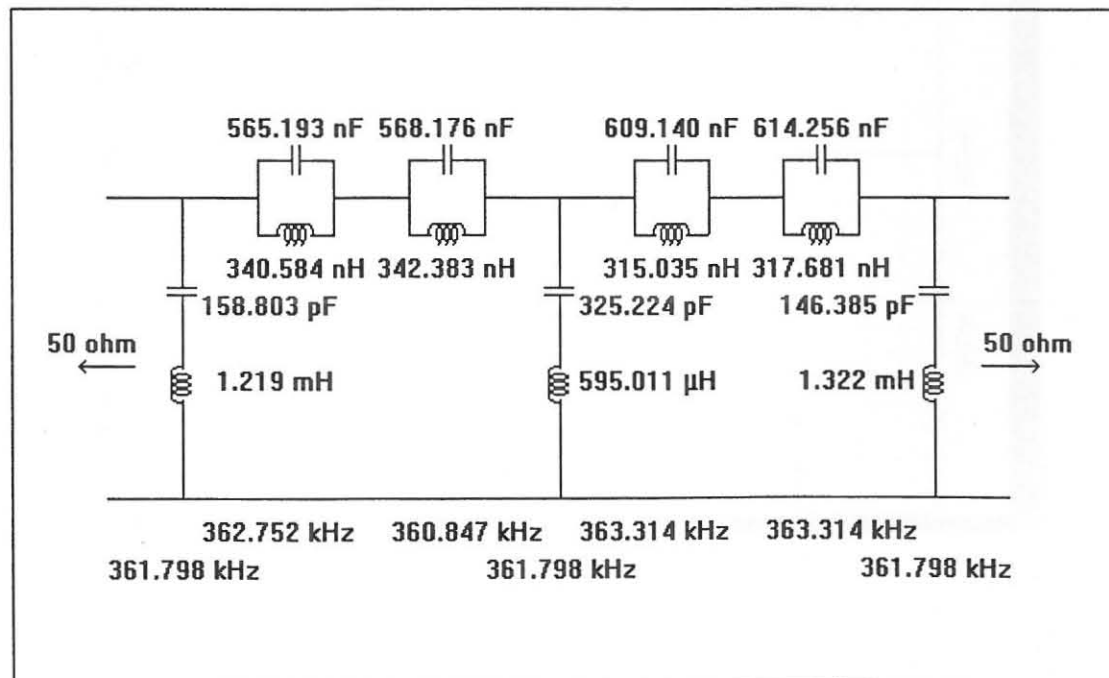


Fig. E.8 (b) Geskaleerde bandspfilter.

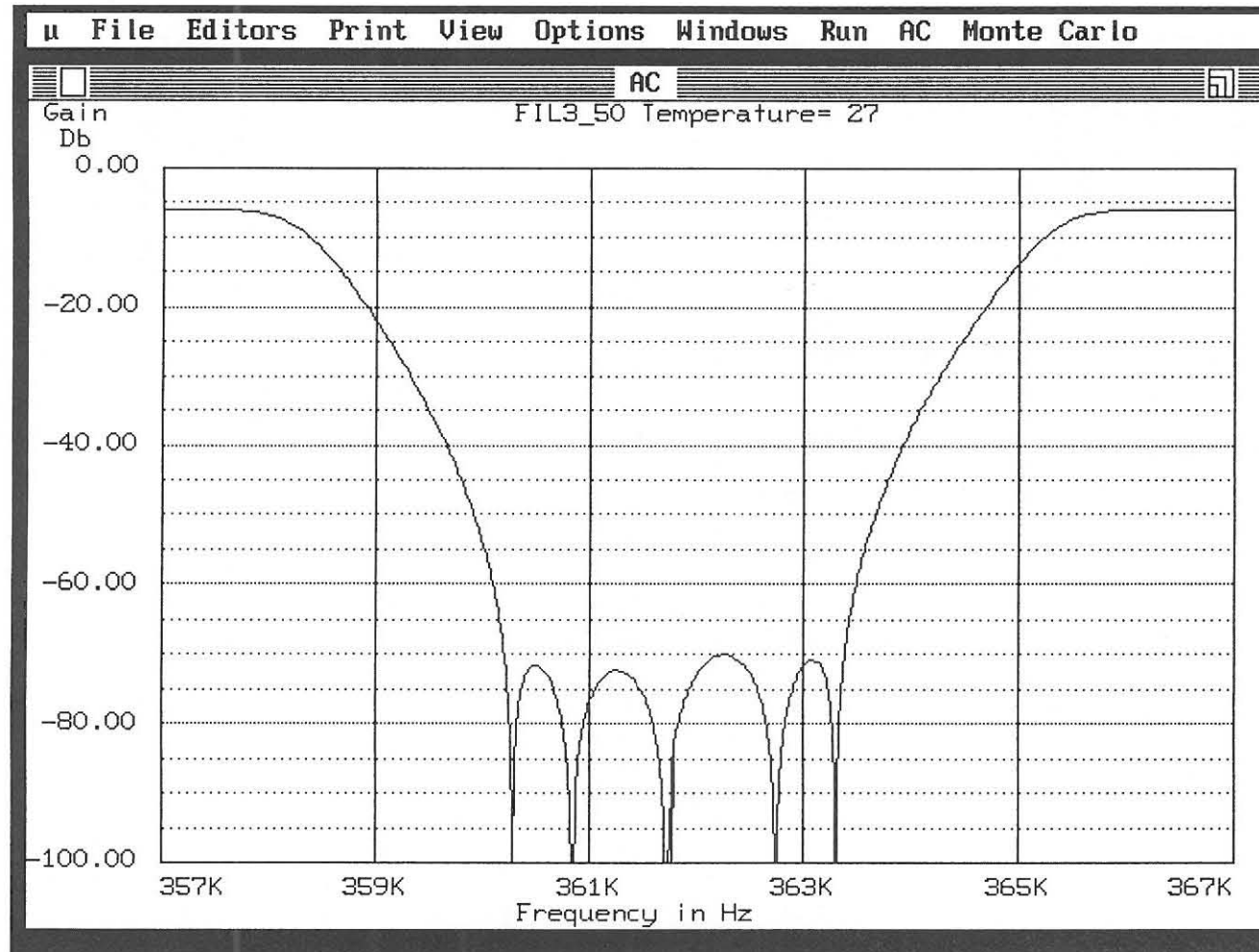


Fig. E.8 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 360 - 364 kHz band.

DERDE FREKWENSIE – 75 OHM

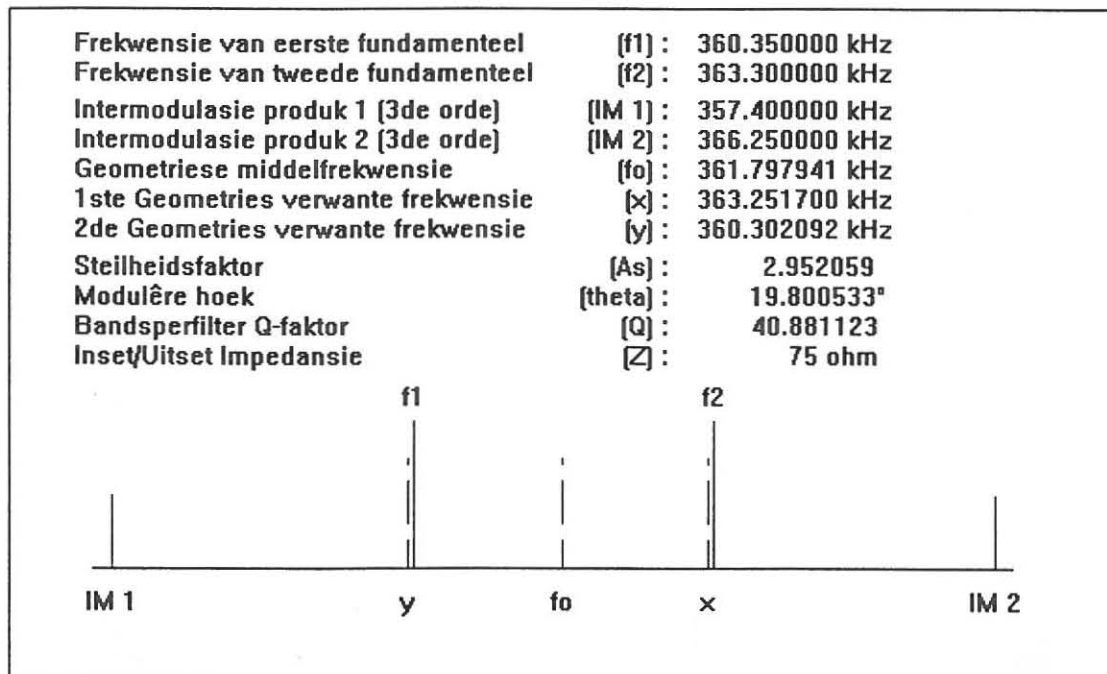


Fig. E.9 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F3 – 75 ohm).

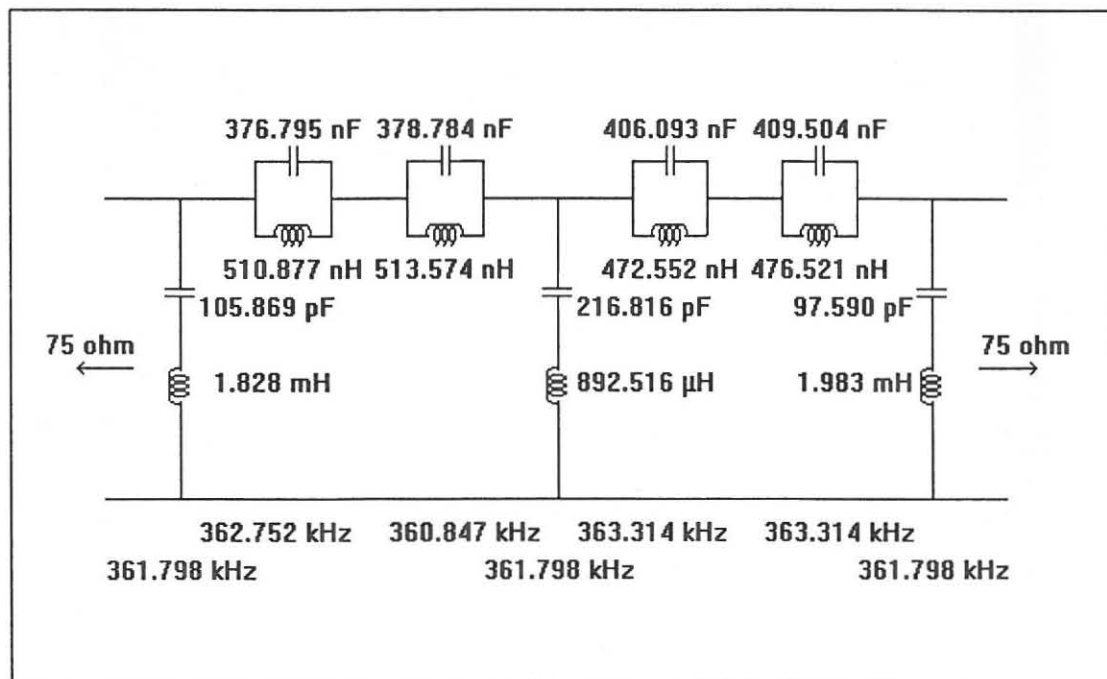


Fig. E.9 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

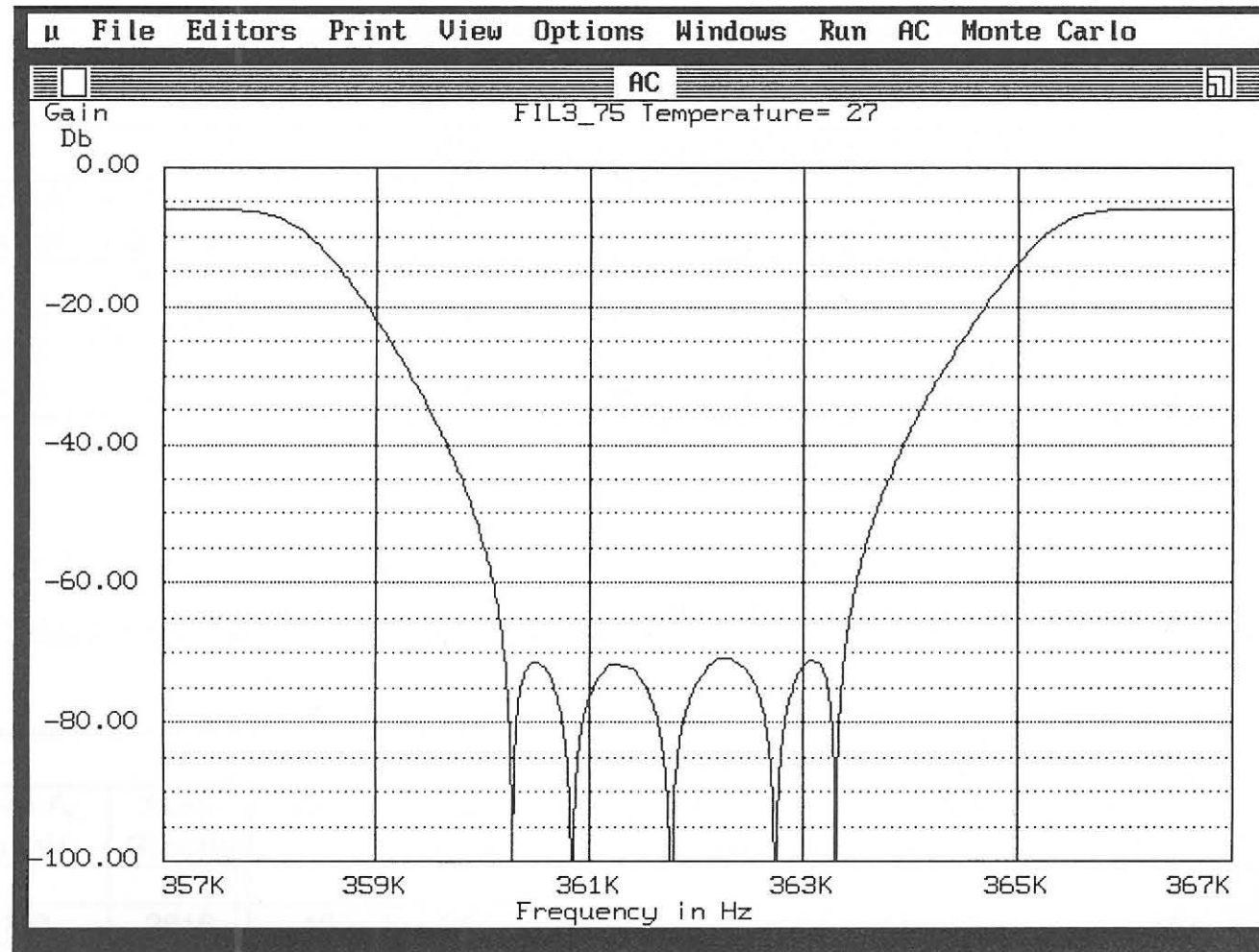


Fig. E.9 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 360 - 364 kHz band.

Tabel E.11 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 50 ohm filter met 'n f_o van 361.79 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.8 (b)									
Induktor in mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
1.219	100	2616	10	25	40/41	107.75	125	104	105.66
0.595011	100	2616	10	25	40/41	75.28	125	103	74.17
1.322	100	2616	10	25	40/41	112.21	125	104	110.03

Tabel E.12 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 75 ohm filter met 'n f_o van 361.79 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.9 (b)									
Induktor in mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
1.828	100	2616	10	26	32/41	131.95	160	104	129.38
0.892516	100	2616	10	26	32/41	92.20	160	102	91.29
1.983	100	2616	10	26	32/41	137.43	160	104	134.76

Tabel E.13 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 50 ohm filter met 'n f_o van 361.79 kHz.

INDUKTOR DATA VIR FIG. E.8 (b)

Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
0.3406	63	10	32	8/41	68	65	565.193	1	192.4957	0.341	53.11	2.27
0.3424	63	10	32	8/41	68	65	568.176	1	194.5338	0.342	53.39	2.28
0.3150	63	10	32	8/41	68	65	609.140	1	191.9004	0.315	53.03	2.18
0.3177	63	10	32	8/41	68	65	614.256	1	195.1375	0.318	53.47	2.19

Kerngrootte is 11/07.

Tabel E.14 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 75 ohm filter met 'n f_o van 361.79 kHz.

INDUKTOR DATA VIR FIG. E.9 (b)

Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
0.5109	63	10	32	8/41	68	65	376.795	1	192.4959	0.510877	53.11	2.78
0.5136	63	10	32	8/41	68	65	378.784	1	194.5336	0.513574	53.39	2.79
0.4726	63	10	32	8/41	68	65	406.093	1	191.9001	0.472552	53.03	2.67
0.4765	63	10	32	8/41	68	65	409.504	1	195.1373	0.476521	53.47	2.68

Kerngrootte is 11/07.

DERDE FREKWENSIE – 150 OHM

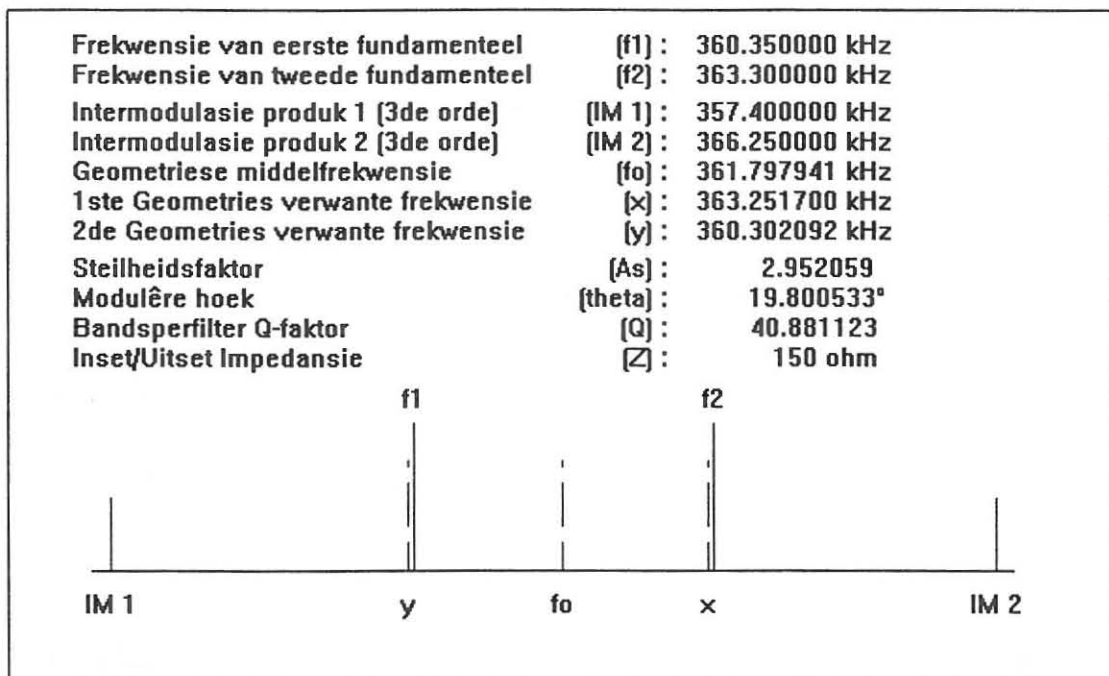


Fig. E.10 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F3 – 150 ohm).

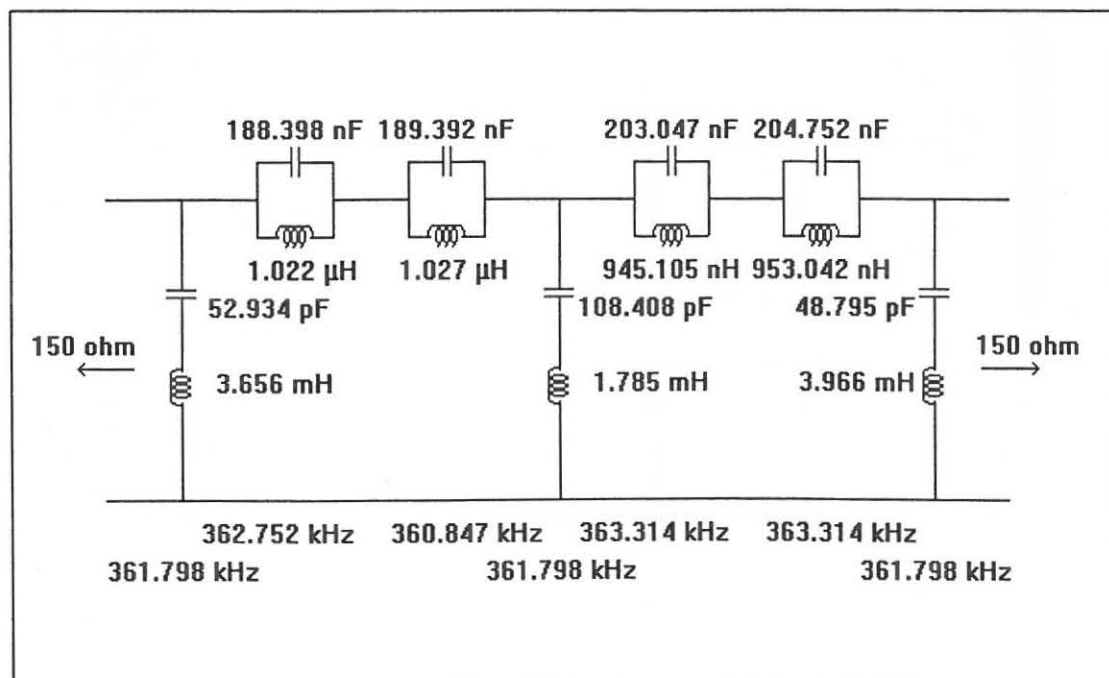


Fig. E.10 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

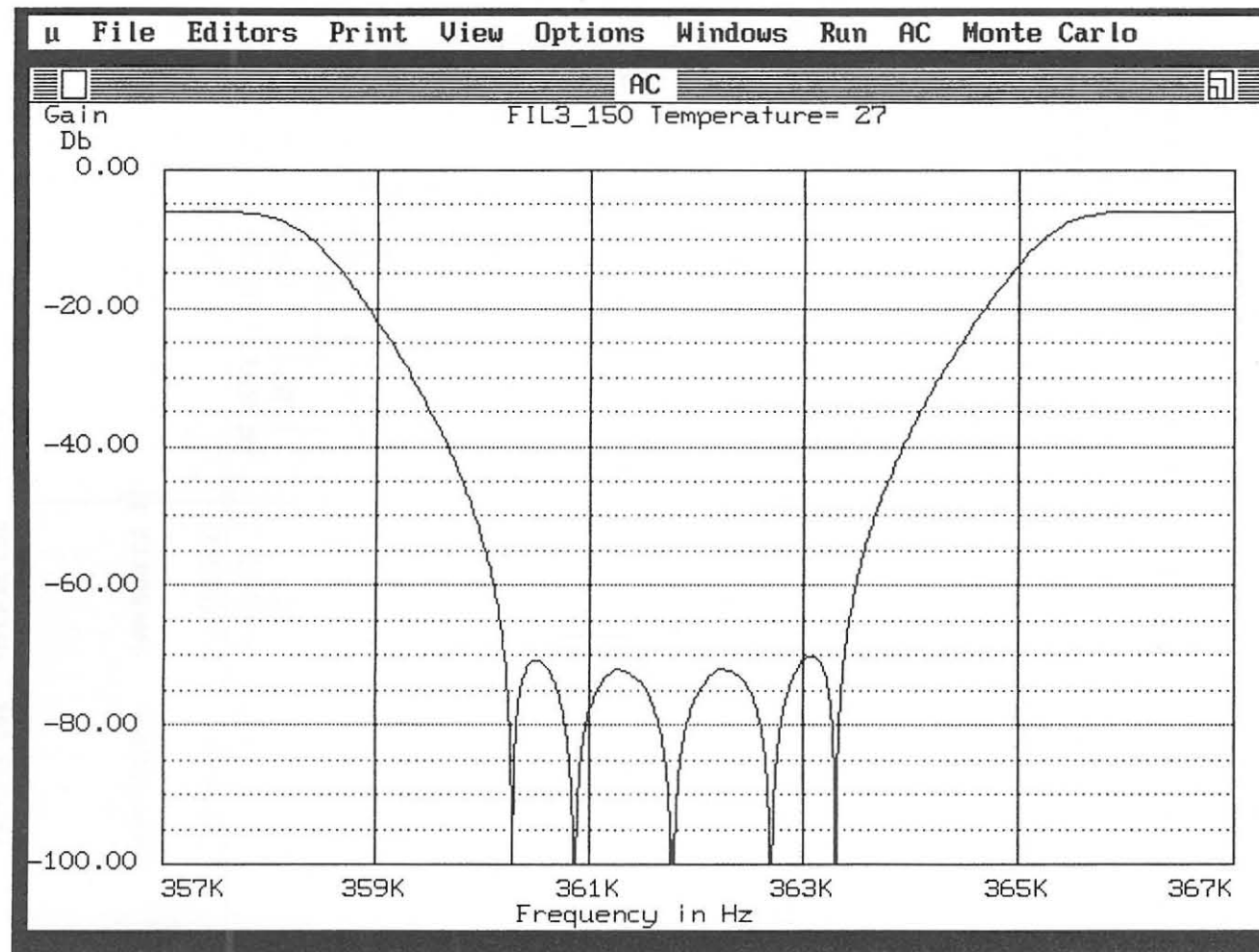


Fig. E.10 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 360 - 364 kHz band.

DERDE FREKWENSIE – 2K OHM

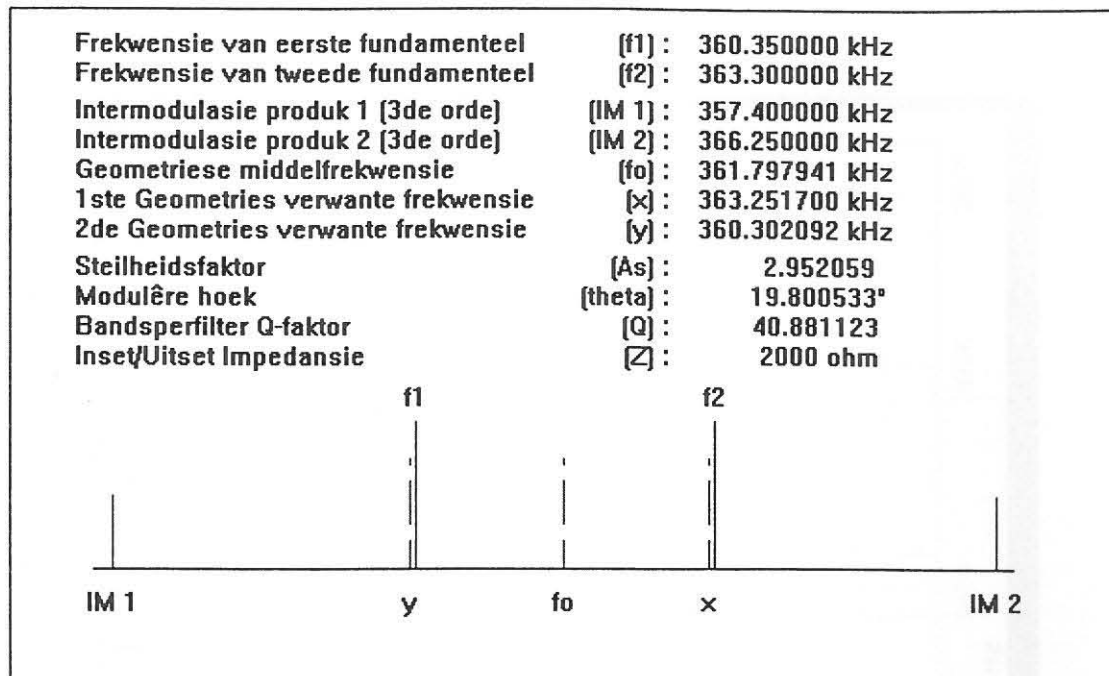


Fig. E.11 (a) Resulterende frekwensiespektrum (F3 – 2k ohm).

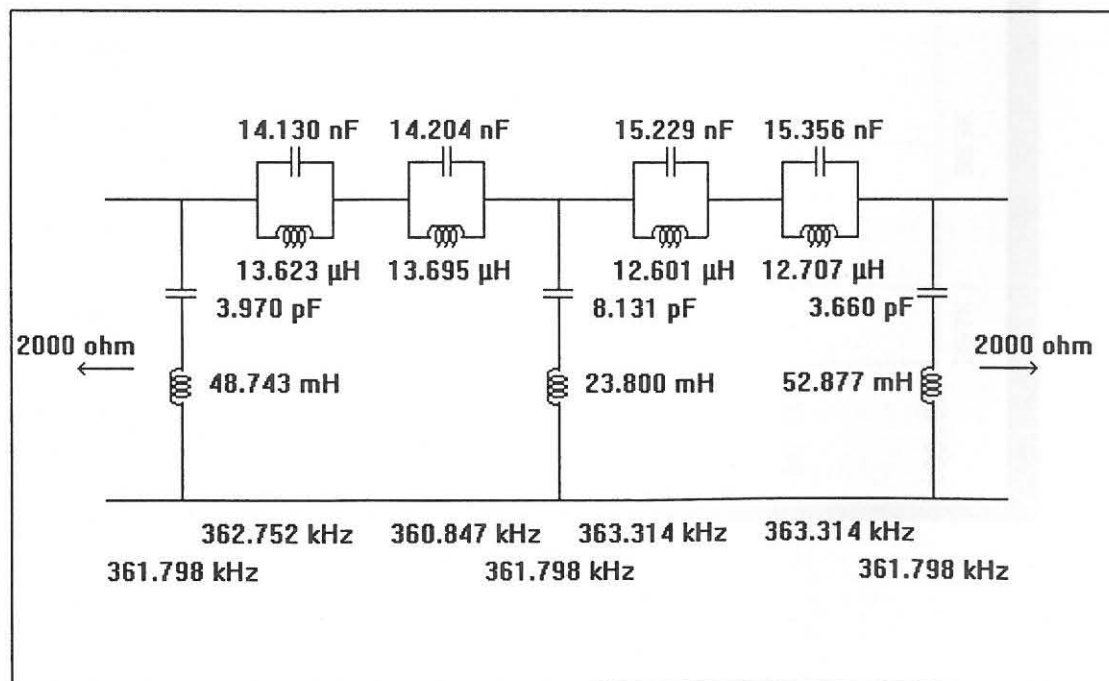


Fig. E.11 (b) Geskaleerde bandsperfilter.

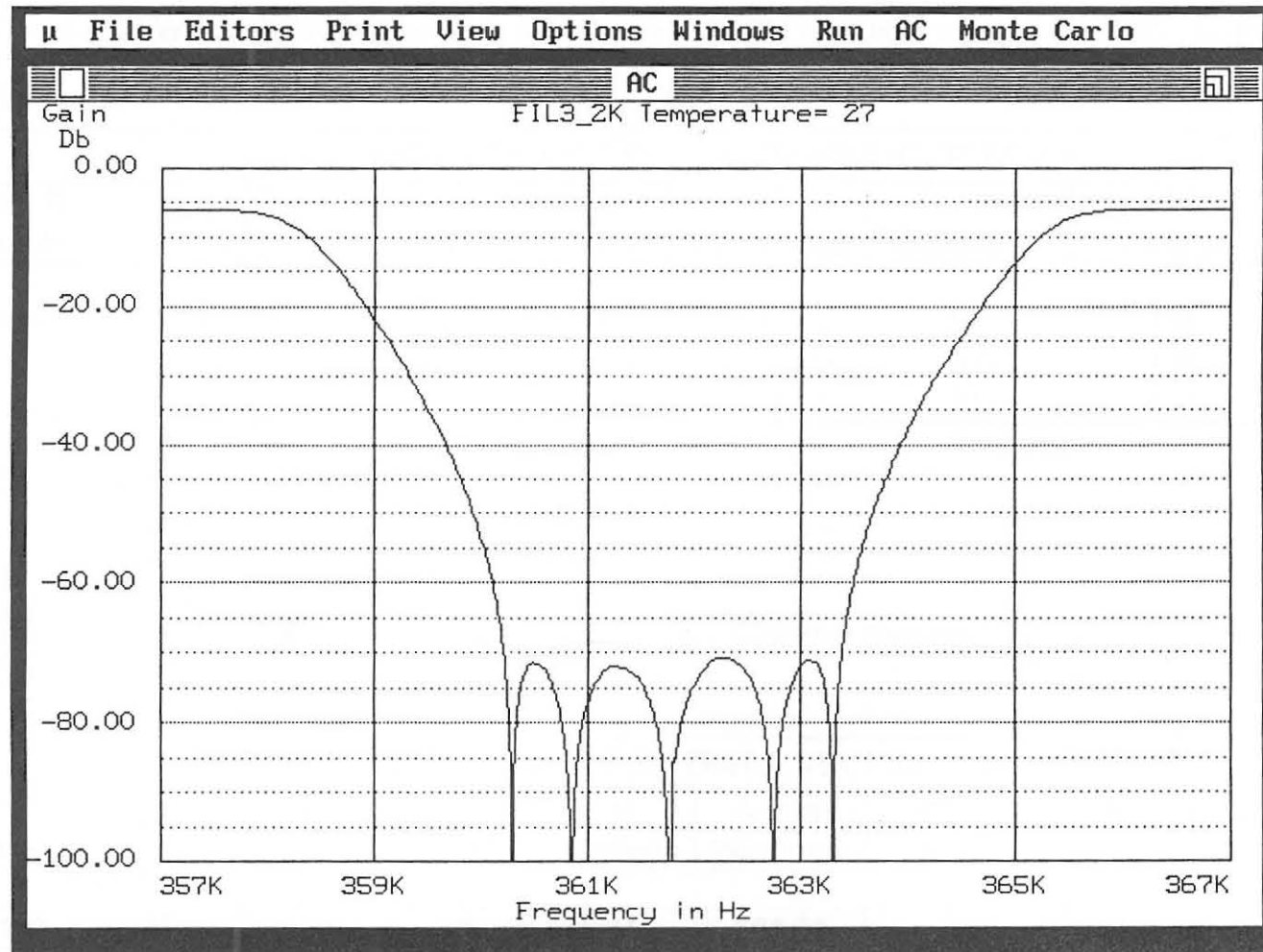


Fig. E.11 (c) Gesimuleerde kenkromme van die bandsperfilter vir die 360 - 364 kHz band.

Tabel E.15 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 150 ohm filter met 'n f_o van 361.79 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.10 (b)									
Induktor in mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
3.656	100	2616	10	27	25/41	186.60	200	104	182.98
1.785	100	2616	10	27	25/41	130.38	200	103	128.47
3.966	100	2616	10	27	25/41	194.35	200	104	190.57

Tabel E.16 Windingsdata vir die serie induktors van 'n 2k ohm filter met 'n f_o van 361.79 kHz.

SERIE INDUKTOR DATA VIR FIG. E.11 (b)									
Induktor in mH	Kern A_L in mH	Kern Grootte	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Aantal Windings	Wentol Kapasiteit	A_L waarde effektief	Ware Aantal Windings
48.743	100	2616	10	33	6/41	681.34	794	103	671.34
23.8	100	2616	10	33	6/41	476.10	794	102	471.40
52.877	100	2616	10	33	6/41	709.64	794	104	695.86

Tabel E.17 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 150 ohm filter met 'n f_o van 361.79 kHz.

INDUKTOR DATA VIR FIG. E.10 (b)

Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
1.022	63	10	32	8/41	68	65	188.398	1	192.5428	1.022	53.11	3.93
1.027	63	10	32	8/41	68	65	189.392	1	194.5056	1.027	53.38	3.94
0.945	63	10	32	8/41	68	65	203.047	1	191.9007	0.945	53.03	3.78
0.953	63	10	32	8/41	68	65	204.752	1	195.1373	0.953	53.47	3.80

Kerngrootte is 11/07.

Tabel E.18 Windingsdata vir die sjunt induktors van 'n 2k ohm filter met 'n f_o van 361.79 kHz.

INDUKTOR DATA VIR FIG. E.11 (b)

Induktor in μH	A_L in mH	"Slug" %	Koper AWG	Litz "Served"	Wentol Maks.	A_L effektief	Kapasitor in nF	Res. Kap. in nF	Hoof induktor in μH	Sub induktor in μH	Primêre windings	Sekondêre windings
13.623	63	10	33	6/41	86	63	14.130	1	192.4930	13.623	53.94	14.35
13.695	63	10	33	6/41	86	63	14.204	1	194.5238	13.695	54.23	14.39
12.601	63	10	33	6/41	86	63	15.229	1	191.9006	12.601	53.86	13.80
12.707	63	10	33	6/41	86	63	15.356	1	195.1287	12.707	54.31	13.86

Kerngrootte is 11/07.

BYLAE F

Tabel F.1 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 17 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Brown Boveri ETI 21</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 10 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $50 + j 17 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $50 + j 17 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 260 kHz - 264 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
9	39.54	33.54	-28.0	-27.9	67.5	67.4
9.5	39.78	33.78	-27.5	-27.7	67.3	67.5
10	40.00	34.00	-27.0	-27.2	67.0	67.2
10.5	40.21	34.21	-26.8	-26.8	67.0	67.0
11	40.41	34.41	-26.3	-26.1	66.7	66.5
11.5	40.61	34.61	-25.4	-25.9	66.0	66.5
12	40.79	34.79	-24.7	-25.0	65.5	65.8
12.5	40.97	34.97	-24.0	-24.2	65.0	65.2
13	41.14	35.14	-23.5	-23.8	64.6	64.9
14	41.46	35.46	-22.4	-22.7	63.9	64.2
15	41.76	35.76	-22.1	-22.5	63.9	64.3
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 260.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 257.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 263.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 266.25 kHz</p>						

Tabel F.2 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 51 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 10 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $50 + j 51 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $50 + j 51 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 160 kHz - 164 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
5	36.99	30.99	-26.1	-26.5	63.1	63.5
5.5	37.40	31.40	-26.0	-26.3	63.4	63.7
6	37.78	31.78	-25.5	-26.0	63.3	63.8
6.5	38.13	32.13	-24.8	-25.4	62.9	63.5
7	38.45	32.45	-24.2	-24.7	62.7	63.2
7.5	38.75	32.75	-23.4	-24.1	62.2	62.9
8	39.03	33.03	-22.6	-22.8	61.6	61.8
8.5	39.29	33.29	-21.0	-21.4	60.3	60.7
9	39.54	33.54	-20.3	-20.7	59.8	60.2
9.5	39.78	33.78	-19.8	-20.1	59.6	59.9
10	40.00	34.00	-19.4	-19.7	59.4	59.7
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 160.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 157.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 163.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 166.25 kHz</p>						

Tabel F.2 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 51$ ohm.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 10 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $50 + j 51$ ohm Hibried verstel vir: $50 + j 51$ ohm</p> <p>Sendband: 160 kHz - 164 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie-produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie-produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
5	36.99	30.99	-26.1	-26.5	63.1	63.5
5.5	37.40	31.40	-26.0	-26.3	63.4	63.7
6	37.78	31.78	-25.5	-26.0	63.3	63.8
6.5	38.13	32.13	-24.8	-25.4	62.9	63.5
7	38.45	32.45	-24.2	-24.7	62.7	63.2
7.5	38.75	32.75	-23.4	-24.1	62.2	62.9
8	39.03	33.03	-22.6	-22.8	61.6	61.8
8.5	39.29	33.29	-21.0	-21.4	60.3	60.7
9	39.54	33.54	-20.3	-20.7	59.8	60.2
9.5	39.78	33.78	-19.8	-20.1	59.6	59.9
10	40.00	34.00	-19.4	-19.7	59.4	59.7
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 160.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 157.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 163.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 166.25 kHz</p>						

Tabel F.3 Intermodulasieproduk evaluering teen $78 + j 17 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 40 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $78 + j 17 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $78 + j 17 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 260 kHz - 264 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
15	41.76	35.76	-26.5	-27.1	68.3	68.9
16	42.04	36.04	-26.3	-26.7	68.3	68.7
17	42.30	36.30	-25.9	-25.4	68.2	67.7
18	42.55	36.55	-24.5	-24.8	67.1	67.4
19	42.79	36.79	-24.2	-24.0	67.0	66.8
20	43.01	37.01	-23.8	-23.8	66.8	66.8
21	43.22	37.22	-22.7	-22.4	65.9	65.6
22	43.42	37.42	-21.3	-22.0	64.7	65.4
23	43.62	37.62	-20.4	-21.5	64.0	65.1
24	43.80	37.80	-19.5	-20.3	63.3	64.1
25	43.98	37.98	-19.3	-19.7	63.3	63.7
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 260.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 257.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 263.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 266.25 kHz</p>						

Tabel F.4 Intermodulasieproduk evaluering teen $78 + j 34 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Brown Boveri ETI 101</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 100 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $78 + j 34 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $78 + j 34 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 360 kHz - 364 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
40	46.02	40.02	-29.0	-28.4	75.0	74.4
42	46.23	40.23	-28.6	-28.6	74.8	74.8
44	46.43	40.43	-27.4	-28.0	73.8	74.4
46	46.63	40.63	-26.5	-27.3	73.1	73.9
48	46.81	40.81	-25.9	-26.1	72.7	72.9
50	46.99	40.99	-25.6	-25.7	72.6	72.7
52	47.16	41.16	-25.2	-25.0	72.4	72.2
54	47.32	41.32	-24.3	-24.0	71.6	71.3
56	47.48	41.48	-24.0	-23.8	71.5	71.3
58	47.63	41.63	-23.8	-23.3	71.4	70.9
60	47.78	41.78	-23.1	-22.6	70.9	70.4
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 360.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 357.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 363.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 366.25 kHz</p>						

Tabel F.5 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 0 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 40 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $128 + j 0 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $128 + j 0 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 160 kHz - 164 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
15	41.76	35.76	-27.6	-27.0	69.4	68.8
16	42.04	36.04	-27.2	-27.4	69.2	69.4
17	42.30	36.30	-26.4	-26.0	68.7	68.3
18	42.55	36.55	-25.7	-25.3	68.3	67.9
19	42.79	36.79	-24.2	-24.7	67.0	67.5
20	43.01	37.01	-23.0	-24.0	66.0	67.0
21	43.22	37.22	-22.5	-23.6	65.7	66.8
22	43.42	37.42	-21.8	-22.0	65.2	65.4
23	43.62	37.62	-20.6	-21.4	64.2	65.0
24	43.80	37.80	-19.8	-20.6	63.6	64.4
25	43.98	37.98	-19.3	-19.8	63.3	63.8
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 160.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 157.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 163.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 166.25 kHz</p>						

Tabel F.6 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 17 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Brown Boveri ETI 21</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 10 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $128 + j 17 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $128 + j 17 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 260 kHz - 264 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	IM. 1	IM. 2
9	39.54	33.54	-27.4	-28.0	66.9	67.5
9.5	39.78	33.78	-27.2	-27.9	67.0	67.7
10	40.00	34.00	-26.8	-27.5	66.8	67.5
10.5	40.21	34.21	-26.1	-27.0	66.3	67.2
11	40.41	34.41	-25.8	-26.4	66.2	66.8
11.5	40.61	34.61	-25.0	-25.6	65.6	66.2
12	40.79	34.79	-24.6	-24.3	65.4	65.1
12.5	40.97	34.97	-23.5	-23.0	64.5	64.0
13	41.14	35.14	-22.7	-22.3	63.8	63.4
14	41.46	35.46	-21.8	-22.0	63.3	63.5
15	41.76	35.76	-19.3	-20.4	61.1	62.2
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 260.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 257.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 263.30 kHz *Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 266.25 kHz</p>						

Tabel F.7 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 34 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 80 Watt</p> <p>Lasimpedansie: $128 + j 34 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $128 + j 34 \text{ ohm}$</p> <p>Sendband: 360 kHz - 364 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	IM. 1	IM. 2
35	45.44	39.44	-22.6	-23.4	68.0	68.8
36	45.56	39.56	-22.0	-22.7	67.6	68.3
37	45.68	39.68	-21.8	-22.0	67.5	67.7
38	45.80	39.80	-21.5	-21.7	67.3	67.5
39	45.91	39.91	-21.0	-21.6	66.9	67.5
40	46.02	40.02	-20.8	-20.0	66.8	66.0
41	46.13	40.13	-20.2	-20.0	66.3	66.1
42	46.23	40.23	-19.7	-19.8	65.9	66.0
43	46.33	40.33	-19.6	-19.0	65.9	65.3
44	46.43	40.43	-19.0	-18.7	65.4	65.1
45	46.53	40.53	-18.7	-18.4	65.2	64.9
<p>Die toetsinstrument en apparaat opstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 360.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 357.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 363.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 366.25 kHz</p>						

Tabel F.8 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 0 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 10 Watt</p>						
<p>Lasimpedansie: $50 + j 0 \text{ ohm}$</p> <p>Hibried verstel vir: $75 + j 0 \text{ ohm}$</p>						
<p>Sendband: 160 kHz tot 164 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie-produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie-produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
5	36.99	30.99	-26.5	-26.3	63.5	63.3
5.5	37.40	31.40	-25.0	-25.4	62.4	62.8
6	37.78	31.78	-24.2	-24.1	62.0	61.9
6.5	38.13	32.13	-23.2	-22.5	61.3	60.6
7	38.45	32.45	-22.4	-21.9	60.9	60.4
7.5	38.75	32.75	-21.4	-21.7	60.2	60.5
8	39.03	33.03	-21.0	-21.3	60.0	60.3
8.5	39.29	33.29	-20.1	-20.1	59.4	59.4
9	39.54	33.54	-18.7	-19.5	58.2	59.0
9.5	39.78	33.78	-18.1	-19.0	57.9	58.8
10	40.00	34.00	-17.3	-17.8	57.3	57.8
<p>Die toetsinstrument en apparaatopstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 160.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 157.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 163.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 166.25 kHz</p>						

Tabel F.9 Intermodulasieproduk evaluering teen $50 + j 34 \text{ ohm}$.

Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400						
Piek omhullings drywing (P.E.P): 40 Watt						
Lasimpedansie: $50 + j 34 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $75 + j 0 \text{ ohm}$						
Sendband: 360 kHz - 364 kHz						
Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33						
Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33						
Ossiloskoop: HP 54610						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	IM. 1	IM. 2
15	41.76	35.76	-26.7	-26.4	68.5	68.2
16	42.04	36.04	-26.0	-26.2	68.0	68.2
17	42.30	36.30	-25.1	-25.4	67.4	67.7
18	42.55	36.55	-24.3	-24.3	66.9	66.9
19	42.79	36.79	-23.5	-23.2	66.3	66.0
20	43.01	37.01	-22.3	-22.0	65.3	65.0
21	43.22	37.22	-21.6	-21.0	64.8	64.2
22	43.42	37.42	-19.8	-20.3	63.2	63.7
23	43.62	37.62	-19.2	-19.4	62.8	63.0
24	43.80	37.80	-19.0	-18.9	62.8	62.7
25	43.98	37.98	-18.9	-18.3	62.9	62.3
<p>Die toetsinstrument en apparaatopstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 360.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 357.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 363.30 kHz *Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 366.25 kHz</p>						

Tabel F.10 Intermodulasieproduk evaluering teen $78 + j 51 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Siemens ESB 400</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 80 Watt</p>						
<p>Lasimpedansie: $78 + j 51 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $75 + j 0 \text{ ohm}$</p>						
<p>Sendband: 260 kHz - 264 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie- produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie- produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	*IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
35	45.44	39.44	-23.5	-23.6	68.9	69.0
36	45.56	39.56	-22.7	-23.1	68.3	68.7
37	45.68	39.68	-22.1	-22.0	67.8	67.7
38	45.80	39.80	-21.3	-21.2	67.1	67.0
39	45.91	39.91	-20.8	-21.0	66.7	66.9
40	46.02	40.02	-20.5	-20.4	66.5	66.4
41	46.13	40.13	-20.2	-20.2	66.3	66.3
42	46.23	40.23	-20.0	-19.7	66.2	65.9
43	46.33	40.33	-19.9	-19.4	66.2	65.7
44	46.43	40.43	-19.6	-20.0	66.0	66.4
45	46.53	40.53	-19.6	-19.2	66.1	65.7
<p>Die toetsinstrument en apparaatopstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 260.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 257.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 263.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 266.25 kHz</p>						

Tabel F.11 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 17 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Brown Boveri ETI 21</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 10 Watt</p>						
<p>Lasimpedansie: $128 + j 17 \text{ ohm}$ Hibried verstel vir: $75 + j 0 \text{ ohm}$</p>						
<p>Sendband: 260 kHz - 264 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie-produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie-produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
9	39.54	33.54	-27.0	-27.5	66.5	67.0
9.5	39.78	33.78	-26.8	-27.3	66.6	67.1
10	40.00	34.00	-26.8	-27.1	66.8	67.1
10.5	40.21	34.21	-25.4	-26.8	65.6	67.0
11	40.41	34.41	-25.1	-25.7	65.5	66.1
11.5	40.61	34.61	-24.5	-25.4	65.1	66.0
12	40.79	34.79	-24.0	-23.6	64.8	64.4
12.5	40.97	34.97	-23.9	-22.0	64.9	63.0
13	41.14	35.14	-21.8	-21.6	62.9	62.7
14	41.46	35.46	-20.3	-20.4	61.8	61.9
15	41.76	35.76	-18.5	-19.5	60.3	61.3
<p>Die toetsinstrument en apparaatopstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 260.35 kHz *Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 257.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 263.30 kHz **Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 266.25 kHz</p>						

Tabel F.12 Intermodulasieproduk evaluering teen $128 + j 51 \text{ ohm}$.

<p>Tipe draerstelsel: Brown Boveri ETI 101</p> <p>Piek omhullings drywing (P.E.P): 100 Watt</p>						
<p>Lasimpedansie: $128 + j 51 \text{ ohm}$</p> <p>Hibried verstel vir: $75 + j 0 \text{ ohm}$</p>						
<p>Sendband: 360 kHz - 364 kHz</p> <p>Seinvlakmeter: Wandel & Goltermann SPM - 33</p> <p>Seingenerator: Wandel & Goltermann PS - 33</p> <p>Ossiloskoop: HP 54610</p>						
P.E.P gemeet by toetspunt A in Watt en dBm		Seinvlak per fundamenteel by toetspunt A	Seinvlak van Intermodulasie-produkte in dBm by toetspunt A		Dinamiese strek tussen fundamentele en Intermodulasie-produkte in dB	
Watt	dBm	in dBm	*IM. 1	**IM. 2	*IM. 1	**IM. 2
40	46.02	40.02	-27.7	-27.8	73.7	73.8
42	46.23	40.23	-27.3	-27.8	73.5	74.0
44	46.43	40.43	-26.9	-27.2	73.3	73.6
46	46.63	40.63	-25.9	-26.1	72.5	72.7
48	46.81	40.81	-25.4	-25.8	72.2	72.6
50	46.99	40.99	-24.7	-25.2	71.7	72.2
52	47.16	41.16	-23.8	-24.5	71.0	71.7
54	47.32	41.32	-23.2	-23.9	70.5	71.2
56	47.48	41.48	-22.6	-22.0	70.1	69.5
58	47.63	41.63	-22.0	-22.6	69.6	70.2
60	47.78	41.78	-21.7	-22.0	69.5	69.8
<p>Die toetsinstrument en apparaatopstelling word aangetoon in figuur 2.7. Toetspunt A is by die seinvlakmeter inset.</p> <p>Eerste fundamentele frekwensie = 360.35 kHz</p> <p>*Eerste 3 de orde Intermodulasieproduk = 357.40 kHz</p> <p>Tweede fundamentele frekwensie = 363.30 kHz</p> <p>**Tweede 3 de orde Intermodulasieproduk = 366.25 kHz</p>						

LYS VAN BRONNE

1. **Amorese, G.** Hewlett Packard. LCR Measurement Basics.
Back to Basics Seminar. 1997.
2. **Andrews, D.** ESKOM Transmission Level Plan. 1990.
3. **Baez-Lopez, D.** Computation of even-order elliptic filter functions. Electron.
Lett. Vol. 22, nr. 25, 1986. p. 1325.
4. **Brown, C.** Hewlett Packard. Spectrum Analysis Basics. 1997.
5. **Brown, J & Glazier, E.V.D.** Telecommunications. 2de uit.
Edinburg T & A Constable Ltd. 1975.
6. **Bundrock, A.J.** Simultaneous Transmission of TV and Sound Channels
through a Satellite Transponder - An Investigation of Intermodulation.
A.T.R. Australia. vol. 16 nr. 1. 1982.
7. **Close-3rd Order Intermodulation Distortion Measurement**.
<http://www.libinst.com/close3rd.htm>. 1988.
8. **Cooper, W.D.** Electronic Instrumentation and Measurement Techniques.
2de uit. U.S.A. Prentice Hall International. 1978.
9. **Engelson, M.** Measuring IMD by properly using the Spectrum Analyzer.
Microwaves & RF, February 1988, pp. 85-88.
10. **ETL – Power Line Carrier**. 1997.
http://www.abb.com.my.abb.html/abb/net_ltd/foxnet/etl/etl.htm
11. **Ferreira, J.A.** Principles of good design practice of coils and
transformers. Elektron, September 1987. pp. 26-31.
12. **Freeman, R.L.** Telecommunications Transmission Handbook.
John Wiley and Sons. 1975.

13. **Giacoletto, L.J.** Electronic Designers's Handbook. 2de uit. Michigan, Mc Graw Hill. 1977.
14. **Glasspoole, E.E.** Electronics, Bergvlei R.S.A., Southern Book Publishers (Pty) Ltd, 1987.
15. **Hallmark, C.** Electronic Measurements Simplified. Tab Books. 1973.
16. **Hewlett Packard.** Optimizing the Dinamic Range of the HP3585A Spectrum Analyzer, AN 246-1. 1987.
17. **Kitamori, S.** Evaluation of Transient Intermodulation Distortion in Operational Amplifiers. Electronics and Communication in Japan, vol. 71, nr. 11, 1988, pp. 33-40.
18. **Magnetics.** Ferrite Cores, FC-601-5C, V.S.A. 1995.
19. **Matrix Technical Notes MTN-108.** Some notes on composite second and third order intermodulation distortions. 1988.
<http://www.matixtest.co./Literat/mtn108.htm>
20. **Matrix Technical Notes MTN-110.** Extending the limits of composite intermodulation distortion measurements. 1997.
<http://www.matrixtest.conliterat/MTN110.htm>
21. **Maxtech,** Intermodulation. 1988.
<http://www.maxtech-sat.com/brochure/broch3.htm>
22. **Mercer, S.** An introduction to low-noise amplifier design. RF Design, Santa Clara, CA, July 1998, pp 44-56.
23. **Millman, J & Halkias, C.C.** Integrated Electronics: Analogue and Digital Circuits and Systems. 28ste uitgawe. Singapore. 1985.
24. **Phillips,** Soft Ferrites. MA01, 1991.

25. **Podszeck, H.K.** Carrier Communication over Power Lines.
4de uit. New York. 1972.
26. **Pollard, A.** Eskom Transmission Level Plan. 1990.
27. **Power-Line Carrier**, 1997. <http://www.pulsartech.com/plc1.htm#top>
28. **Rhea, R.W.** Principles of Filter Design. MSN Microwave System News,
vol. 19, 1989, pp. 57-61.
29. **Rudkin, A.M.** Electronic Test Equipment Operation and Application.
Granada Publishing, 1981.
30. **Ryder, J.D.** Electronic fundamentals & applications. Pitman Paperbacks,
London.
31. **Senn, W.H.** Eskom PLC Workshop. The Return Loss ar, 1988.
32. **Smith, R.J.** Electronics – Circuits and Devices. 2de uit. V.S.A.,
John Wiley and Sons. 1980.
33. **Synergy Microwave**. RF Mixers. Pulse, February 1991, pp. 12-16.
34. **Terman, F.E. & Pettit, J.M.** Electronic Measurements. 2de uit.
Mc Graw Hill. 1952.
35. **Third Order Filters**. Elliptic.
<http://www.cnyack.uwichill.edu.bb/afilter/plzr3ell.htm>. 1998.
36. **Thorpe, J.** The AR 7030, Intermodulation testing of high performance
receivers. 1997. <http://www.buss.co.uk/aor/docs/jtimd.htm>
37. **Thorpe, J.** The AR 7030, Intermodulation and Radio Netherlands 1997.
<http://www.buss.co.uk/aor/docs/jtimd.htm>
38. **Wandel, U. Goltermann.** Distortion measuring techniques. Eningen
Germany. 1987.

39. **Wandel, U. Goltermann.** Elements of Measurement Technology and Applications. Eningen, Germany 1983.
40. **Williams, A. & Taylor, F.** Electronic Filter Design Handbook. 2de uit. V.S.A. Mc Graw Hill. 1988.
41. **Young, P.** Electronics Communication Techniques. Ohio. Charles E-Merril Publishing Co. 1985.

LYS VAN AFKORTINGS

μ	magnetiese permeabiliteit
μH	mikrohenry
Ω	ohm
$^{\circ}\text{C}$	grade celsius
$+j$	induktiewe reaktansie
$-j$	kapasitiewe reaktansie
θ	theta
m/s	meter per sekonde
ω	frekwensie in radiale
A_L	induktansie faktor
A_r	terugvoerverlies
A_s	steilheidsfaktor
A_{TH}	transhibried verlies
av	verswakking van koaksiale kabel
AWG	American Wire Gauge
B	magnetiese vloeddigtheid
BBC	Brown Boveri Company
Bd	baud
CCIF	International Telephonic Consultative Committee
dB	desibel
ERTU	Enhanced Remote Terminal Unit
E_r	diëlektriese konstante

f	frekwensie
F1	frekwensie een
F2	frekwensie twee
f_o	geometriese middelfrekwensie
FSF	frekwensie skaleringsfaktor
FSK	frekwensieskuifsleuteling
H	magnetiseringskrag
H.F	hoë frekwensie
Hz	hertz
i_B	basisstroom
i_C	kollektorstroom
IEC	International Electric Committee
I.F	intermediêre frekwensie
IM.1	eerste intermodulasie frekwensie
IM.2	tweede intermodulasie frekwensie
IMD	intermodulasiedistorsie
IMD ₃	derde orde intermodulasiedistorsie
IP ₃	interseppunt vir 3de orde intermodulasieprodukte
KF	korreksiefaktor
KHz	kilohertz
kV	kilovolt
K/W	kelvin per watt
LCR	induktansie, kapasitansie, weerstand
mA	milliampère
nF	nanofarad
PEP	piek omhullingsdrywing

R	resistor
R_o	optimum impedansie
SMPTE	Society of Motion Pictures and Television Engineers
SSB	enkelsyband
SSBSC	enkelsyband onderdrukte draaggolf
V_{CE}	kollektor/emittorspanning
Z	impedansie
Z_o	karakteristieke impedansie